Ferdinand Jacobs

Lehrgang Radiotechnik

Band I

RPB

Radio-Praktiker-Bücherei

22/23a

FRANZIS

RPB Radio-Praktiker-Bücherei Titelverzeichnis

Jeder Einfach-Band umfaßt etwa 60—70 Seiten, enthält bis zu 70 Bilder und Tabellen. Mehrfach-Bände entsprechend. Die Nummer vor dem Titel ist die Bestell-Nummer. Preisänderungen und Liefermöglichkeiten vorbehalten.

1 Endröhren und Endstufen-Transistoren und ihre Schaltungen (Sutaner). 3. Aufl. DM 2.90.

3/5 UKW-FM-Rundfunk-Praktikum (Mende). 6. Aufl. DM 7.90.

6 Antennen für Rundfunk- und Fernseh-Empfang (Mende). 12. Aufl. DM 2.90.

7/8 Niederfrequenz-Verstärker mit Röhren und Transistoren (Kühne). 12. Aufl. DM 5.60.

9/10 Tonbandgeräte-Praxis (Junghans). 10. Aufl. DM 5.60.

11/12 Mono-, Stereo- und Transistor-Mikrofone (Kühne). 7. Aufl. DM 5.60.

13 Schliche und Kniffe für Radiopraktiker, Teil I (Kühne). 9. Aufl. DM 2.90.

14 Wellen und Frequenzen für Rundfunk und Fernsehen (Büscher). 4. Aufl. DM 2.90.

16 Widerstandskunde für Radio-Praktiker (Hoffmeister). 5. Aufl. DM 2.90.

18/19 Radio-Röhren (Mende). 3. Aufl. DM 5.60.

20. Methodische Fehlersuche in Rundfunkempfängern (Renardy). 11. Aufl. DM 2.90.

21/21a Funktechniker lernen Formelrechnen (Kunze). 7. Aufl. DM 5.60.

22/23a Lehrgang Radiotechnik Band I (Jacobs). 11. Aufl. DM 7.90.

24/25a dsgl., Band II (Jacobs). 6. Aufl. DM 7.90.

26 Meß- und Schaltungspraxis für Heimton und Studio (Kühne). 4. Auflage. DM 2.90.

27/27a Rundfunkempfang mit Transistoren und Detektoren (Mende). 12. Aufl. DM 5.60.

28/28b Glimmröhren und Kaltkatoden-Relaisröhren (Herrnkind). 5. Auflage. DM 7.90.

29/30 Kleines ABC der Elektroakustik (Büscher). 5. Aufl. DM 5.60.

31/32 Sender-Baubuch für Kurzwellen-Amateure I. Teil (Steinhauser). 10. Aufl. DM 5.60.

33/35 Dioden-; Röhren und Transistor-voltmeter (Limann). 7. Aufl. DM 7.90.

37/38 Fehlersuche durch Signalverfolgung und Signalzuführung (Renardy). 5. Aufl. DM 5.60.

41/41a Kurzwellen- und UKW-Empfänger für Amateure Band 1. Geradeausempfänger und Standardsuper (Diefenbach). 11. Aufl. DM 5.60.

42/42b dsgl., Band 2. Spitzensuper und Transistorempfänger (Diefenbach). DM 7.90.

43 Musikübertragungs-Anlage (Kühne). 5. Aufl. DM 2.90.

44 Kurzwellen-Amateurantennen (Diefenbach). 7. Aufl. DM 2.90.

45/46 UKW-Sender- und Empfänger-Baubuch für Amateure (Steinhauser). 7. Aufl. DM 5.60.

48 Kleines Praktikum der Gegenkopplung (Mende). 4. Aufl. DM 2.90.

50 Praktischer Antennenbau (Mende). 12. Aufl. DM 2.90.

52/54d Fernsehempfangstechnik (Koubek). 1. Aufl. DM 18.30.

55/56a Fernsehtechnik von A bis Z (Wacker/Conrad). 5. Aufl. DM 7.90.

57 Tönende Schrift (Kluth). 2. Aufl. DM 1.90.

58 Morselehrgang (Diefenbach). 8. Aufl. DM 2.90.

59 Funk-Entstörungs-Praxis (Mende). 4. Aufl. DM 2.90.

60 Die Widerstand-Kondensator-Schaltung. Einführung in die RC-Schaltungstechnik (Schneider). 6. Aufl. DM 2.90.

62/62a Englisch für Radio-Praktiker (Stellrecht/Miram). 4. Aufl. DM 5.60.

66/67 Sender-Baubuch für Kurzwellen-Amateure II. Teil (Steinhauser). 5. Aufl. DM 5.60.

68/70 Formelsammlung für den Radio-Praktiker (Rose). 10. Aufl. DM 7.90.

71 Bastelpraxis Band I. Allgemeine Arbeitspraxis (Diefenbach). 7. Auflage. DM 2.90.

72/73 Drahtlose Fernsteuerung von Flugmodellen (Schultheiss). 5. Aufl. DM 5.60.

74 Einkreis-Empfänger mit Röhren und Transistoren (Sutaner). 6. Aufl. DM 2.90.

Lehrgang Radiotechnik

Von

FERDINAND JACOBS

Band I

Mit 151 Bildern

11. Auflage

FRANZIS-VERLAG MÜNCHEN

Nr. 22/23a der RADIO-PRAKTIKER-BÜCHEREI

Cellu-Band

64. bis 71. Tausend

1970

Franzis-Verlag G. Emil Mayer KG

Sämtliche Rechte – besonders das Übersetzungsrecht – an Text und Bildern vorbehalten. Fotomechanische Vervielfältigung nur mit Genehmigung des Verlages. Jeder Nachdruck, auch auszugsweise, und jede Wiedergabe der Bilder, auch in verändertem Zustand, sind verboten.

Druck: G. Franz'sche Buchdruckerei G. Emil Mayer, München 37, Karlstraße 35
Printed in Germany. Imprimé en Allemagne

Vorwort

Der vorliegende Lehrgang konnte während der ersten acht Auflagen nur in bescheidenem Maße einer sich beinahe überstürzenden Entwicklung angepaßt werden. Während es bei Erscheinen der ersten Auflage weder Halbleiter-Dioden noch Transistoren im Handel gab und der UKW-Rundfunk in den ersten Anfängen steckte, haben diese Dinge inzwischen so an Bedeutung gewonnen, daß sie heute die Hauptrolle spielen. Infolgedessen mußte diesen Gebieten ein entsprechend großer Platz eingeräumt werden, und es wurde ganz besonderer Wert darauf gelegt, den Mechanismus der neuen Halbleiter-Bauelemente möglichst anschaulich und leichtverständlich, aber doch sachlich richtig darzustellen, im Anschluß daran natürlich auch ihre Anwendung. Das gleiche gilt auch für die Besonderheiten der UKW-Empfänger, da man diesen Bereich heute schon als den wichtigsten betrachten kann. Der Text mußte daher für die 9. und die folgenden Auflagen fast völlig neu geschrieben werden.

Um den nötigen Platz für die neuen Erläuterungen zu gewinnen, mußten die bisher noch ziemlich ausführlich behandelten elektrischen Grundlagen herausgelassen werden. Die Neufassung setzt also gezwungenermaßen alles das als bekannt voraus, was in jeder Gewerbeschule für Rundfunktechniker gelehrt wird, was aber auch in dem Buch „Die elektrischen Grundlagen der Radiotechnik" von Ingenieur Kurt Leucht ausführlich behandelt ist. Bei vielen Gelegenheiten wurde auf die entsprechenden Stellen dieses Buches ausdrücklich hingewiesen als Hilfe für die, denen der Sachverhalt nicht ganz klar sein sollte. Dabei beziehen sich die angegebenen Seitenzahlen auf die 7. und die späteren Auflagen des Buches von Leucht.

Beibehalten wurde dagegen der bisherige Aufbau des vorliegenden Buches, der bei den Lesern Anklang gefunden hat. Er erleichtert das Studium des Stoffes dadurch, daß er nicht nach Art eines Lehrbuches streng systematisch ein Sachgebiet nach dem anderen abhandelt; vielmehr wird bereits in der ersten Stunde ein allererster einfacher Empfänger besprochen, der dann ganz allmählich, entsprechend den gewonnenen Erkenntnissen, ausgebaut und vervollkommnet wird. Auf diese Weise soll insbesondere für das Selbststudium eine wertvolle praktische Hilfe geboten werden, um einem Erlahmen des Interesses vorzubeugen. Durch immer erneut eingefügte systematische Übersichten ist umgekehrt versucht worden, stets die großen Gesichtspunkte herauszustellen, damit der Lernende nicht in Einzelheiten erstickt.

Das Bestreben des Verfassers ging dahin, soviel wie möglich an *Grundwissen* zu vermitteln, so daß dem Weiterstrebenden ein genaueres Studium an Hand der reichlich vorhandenen weiterführenden Lehrbücher ohne weiteres möglich ist. Entsprechende Werke sind im Literaturverzeichnis von Band II angeführt. Als besonders ge-

eignet zur Vertiefung der hier erworbenen Kenntnisse in Richtung auf die Praxis sei die im gleichen Verlag erschienene „Funktechnik ohne Ballast" von Ingenieur Otto Limann genannt.

Von der vielfach nicht sehr beliebten Mathematik wurde bis auf einige wenige, ganz elementare Rechnungen kein Gebrauch gemacht. Trotzdem möchte der Verfasser allen Weiterstrebenden dringend ans Herz legen, sich auch in dieser Hinsicht weiterzubilden. Die zu Unrecht gefürchteten Formeln erleichtern, wenn man mit ihnen umzugehen versteht, viele Arbeiten ganz außerordentlich, insbesondere jede Planung. Formeln sind das Handwerkszeug für jede theoretische Bearbeitung und für das Erwerben tieferen Wissens und werden dafür genauso benötigt wie gute Werkzeuge und Meßgeräte für unsere praktische Arbeit. Eine leicht verständliche Einführung in die Mathematik erhält der Leser in dem Radio-Praktiker-Band 21/21a „Funktechniker lernen Formelrechnen" von Fritz Kunze.

In einer Beziehung wurde gegenüber der ersten Fassung eine grundlegende Änderung vorgenommen: Da bisher nur Röhren und Röhrenschaltungen behandelt wurden, sprachen wir auch durchweg vom Elektronenstrom, mit dem wir ja damals praktisch allein zu tun hatten. Durch die Transistoren hat sich das weitgehend geändert. Es wurde daher für richtig erachtet, in Übereinstimmung mit allen Physikbüchern nun doch wieder mit der „konventionellen" Stromrichtung zu rechnen, die man festsetzte, ehe man von Elektronen etwas wußte. Leider besteht in dieser Hinsicht noch keine Einheitlichkeit.

Das schon in den bisherigen Auflagen vorhandene, sehr ausführliche Stichwortverzeichnis am Schluß von Band II gestattet es, sich schnell über jeden interessierenden Gegenstand zu unterrichten und das Buch so auch als handliches Nachschlagewerk zur ersten Orientierung über einen Sachverhalt zu benutzen.

Ich wünsche dem Leser, daß er aus dem Buch den größtmöglichen Nutzen ziehen möge. Umgekehrt bin ich aber auch gern bereit, Anregungen entgegenzunehmen, und dankbar, wenn man mich auf etwa durchgeschlüpfte Fehler oder Ungenauigkeiten aufmerksam macht.

Ferdinand Jacobs

Vorwort zur 11. Auflage

Das Buch hat in seiner neuen Fassung wieder guten Anklang gefunden. Es wurde daher nur durch entsprechende Ergänzungen den inzwischen erzielten Fortschritten angepaßt.

Reutlingen Ferdinand Jacobs

Inhalt

1. *Stunde:* Drahtlose Nachrichtenübermittlung. Der einfachste Empfänger 7

2. *Stunde:* Modulation und Demodulation 14

3. *Stunde:* Abstimmung und Abgleich des Empfängers 22

4. *Stunde:* Die Antenne 30

5. *Stunde:* Kopplungen 40

6. *Stunde:* Die Abstrahlung der Wellen. Die Wellenbereiche 48

7. *Stunde:* Die Gleichrichtung 59

8. *Stunde:* Die Elektronenröhre, besonders als Gleichrichter 67

9. *Stunde:* Halbleiter 75

10. *Stunde:* Vom p- und n-leitenden Halbleitermaterial 83

11. *Stunde:* Dioden und ihre Eigenschaften. Lineare und nichtlineare Schaltelemente und ihre Kennlinien 92

12. *Stunde:* Die Elektronenröhre als Verstärker 104

13. *Stunde:* Hoch- und Zwischenfrequenzverstärkung ... 113

14. *Stunde:* Niederfrequenz- und Eintakt-Endverstärkung 120

15. *Stunde:* Die Gegentakt-Endverstärkung 128

16. *Stunde:* Der Transistor 139

17. *Stunde:* Vergleich zwischen Röhre und Transistor. Stabilisierungsmaßnahmen bei Transistoren 147

18. *Stunde:* Rückkopplung, Schwingungserzeugung und Neutralisation. Die Brückenschaltung 153

Antworten auf die Prüfungsfragen 163

Stichwortverzeichnis 175

Band II bringt u. a.:

Die Arbeitsweise der Transistoren
Verbesserte Transistortypen
Kennlinien von Röhren und Transistoren
Die drei Signal-Grundschaltungen für Röhre und Transistor
Die Kennwerte
Mehrgitterröhren
Typenbezeichnungen
Die Stromversorgung bei Batterie- und Netzbetrieb
Verstärker- und Empfangsschaltungen mit Röhren und Transistoren
Der Superhet (Überlagerungsempfänger)
Der Oszillatorkreis im Super
Die Mischstufe
Bereichs-Umschaltungen
Einstellungen
Regelungen
Der UKW-Bereich und seine Eigenschaften
Der Hochfrequenzteil im UKW-Super
Demodulation frequenzmodulierter Sendungen
Der UKW-Stereo-Rundfunk
Stichwortverzeichnis
Literaturverzeichnis

Drahtlose Nachrichtenübermittlung. Der einfachste Empfänger

Die Bemühungen der Menschheit, Nachrichten über größere Entfernungen mit möglichst großer Schnelligkeit zu übermitteln, begannen schon mit den Anfängen der Zivilisation. Es wurden Schall und Licht in mannigfacher Art dafür angewandt. Aber jedem dieser Verfahren hafteten bestimmte Mängel an, wie etwa geringe Schnelligkeit, mangelnde Zuverlässigkeit, Abhängigkeit vom Wetter, der Zwang zur Einrichtung vieler Wiederholungs-(Relais-)Stationen, die Unmöglichkeit einer wenigstens teilweisen Geheimhaltung und anderes. Als man dann die Elektrizität und ihre Erzeugung kennengelernt hatte, war es leicht, elektrische Impulse in vereinbarten Rhythmen zu erzeugen und, nachdem auch geeignete Empfangsgeräte erfunden waren, sie an jedem beliebigen Ort aufzunehmen, zu dem eine leitende Verbindung hergestellt war. Es folgte bald der Fernsprecher, der die Übermittlung von Sprache, Musik und Geräuschen ermöglichte. Bereits während dieser Entwicklung begannen auch die Versuche, von dem Zwang der Leitungsverlegung loszukommen, teils, weil sie oft nicht oder nur schwer möglich war, teils, weil Leitungen großer Länge (z. B. Überseekabel) zu erheblichen Schwierigkeiten Anlaß gaben. Die zuerst angestellten Versuche mit elektrischer Induktion (z. B. *Morse*) und ähnlichem führten aber nicht zu praktisch brauchbaren Erfolgen.

Während dieser Zeit gelangte die Wissenschaft zu neuen Erkenntnissen. *Maxwell* hatte auf Grund mathematischer Ableitungen behauptet: Sehr schnelle elektrische Schwingungen könnten sich als elektromagnetische Wellen frei durch den Raum fortpflanzen, auch das Licht sei nichts anderes als solche elektromagnetische Schwingung oder Welle, und alle diese Wellen bewegten sich mit der Geschwindigkeit eben des Lichtes, nämlich fast 300 000 km in der Sekunde, fort. *Heinrich Hertz* war es dann mittels genialer Versuche gelungen, solche elektrischen Wellen zu erzeugen, sie wieder aufzufangen und ihre Wesensgleichheit mit dem Licht nachzuweisen. Heute wissen wir, daß ein breites fortlaufendes Band derartiger Wellen existiert, wie es **Bild 1.1** zeigt.

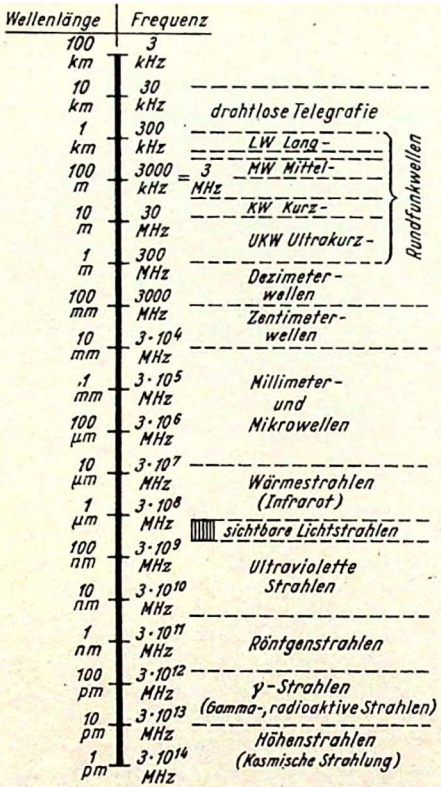


Bild 1.1 Spektrum der elektromagnetischen Schwingungen von den Höhenstrahlen bis zur drahtlosen Telegrafie

Experimentatoren benutzten die *Hertzschen Wellen* sehr bald zu einer Telegrafie ohne Draht, zuerst allerdings nur von Zimmer zu Zimmer. *Marconi* gelang es dann als erstem, eine drahtlose Verbindung auf Entfernungen zu erzielen, die eine praktische Ausnützung möglich machten, nämlich über einen Meeresarm. Damit begann eine allmählich immer stürmischer verlaufende Entwicklung, die schließlich zu der heutigen umfassenden Anwendung der elektromagnetischen Wellen führte und die noch keineswegs abgeschlossen ist. Wir können heute mit jedem Punkt der Erde und mit jedem sie umkreisenden Satelliten in Verbindung treten. Die

unbemannten Satelliten übermitteln so viele Meßdaten, daß man nicht mehr weiß, wie man sie verarbeiten und wie man sie speichern soll, und der letzte Rekord waren Meßergebnisse der amerikanischen Venussonde aus Entfernungen bis zu 330 Millionen Kilometer. Inzwischen wurden über dem Äquator Synchronsatelliten stationiert, über die ein großer Teil des Fernsprechverkehrs, ferner Rundfunk- und alle Fernsehübertragungen zwischen den Erdteilen abgewickelt werden.

Von einer wirklich stürmischen Entwicklung konnte allerdings erst die Rede sein, nachdem man begonnen hatte, nicht nur Nachrichten für beschränkte Kreise (Börse!), sondern auch Musik und Unterhaltungssendungen „An alle" auszusenden. Den hervorragendsten Anteil daran hatte in Deutschland *Dr. Hans Bredow*, der „Vater des Deutschen Rundfunks". Damit wurde die drahtlose Technik zu einem Wirtschaftsfaktor von ständig wachsender Bedeutung. Sie konnte aber auch immer steigende Mittel in die Forschung stecken und schließlich nie geahnte Leistungen vollbringen. Ja, sie befruchtete wieder andere Gebiete (z. B. Regelungstechnik, Automation) in unvorhersehbarem Maße. Als das größte Wunder aber erscheint denen, die die ganze Entwicklung mitgemacht haben, daß man heute schon mit einem kleinen Taschenapparat eine Reihe von Stationen mit einer Klangfülle hören kann, von der früher niemand etwas ahnte.

Die ersten Telegrafiesender erzeugten die elektromagnetischen Schwingungen nach dem Vorbild von Hertz durchweg mit Funkenstrecken. Dieses Prinzip verließ man schon bald, aber von damals her heißt die ganze Technik noch immer „Funktechnik". Man erzeugte dann für Telegrafiezwecke eine kurze Zeit lang die Schwingungen mit Hochfrequenzmaschinen, auch Poulsens Lichtbogensender spielte eine gewisse Rolle. Diese Verfahren wurden aber bald durch bessere ersetzt. Hochfrequenzmaschinen verwendet man jetzt nur noch für Induktionserhitzung und zur Ultraschallerzeugung.

Die heute gebräuchlichen Einrichtungen zur Erzeugung elektromagnetischer Schwingungen bestehen aus zwei wichtigen Teilen: erstens einem schwingungsfähigen Gebilde und zweitens einem Schaltorgan, das in ihm mit Hilfe einer Speisespannung Schwingungen anfacht und aufrechterhält. Als derartige Schaltorgane dienen meist Elektronenröhren oder Transistoren. Mit ihnen wollen wir uns später beschäftigen.

Zuvor betrachten wir die *schwingungsfähigen Gebilde*, noch vorher aber einfachste Empfangsmöglichkeiten.

Wenn wir die von einem Rundfunksender ausgestrahlten Darbietungen hörbar machen wollen, so brauchen wir dazu offenbar zuerst, wie beim Fernsprecher, einen *Fernhörer*, der aus den ankommenden elektrischen Schwingungen wieder akustische oder Schallschwingungen macht, die wir hören können.

Die heute gebräuchlichen *Lautsprecher* sind zwar viel angenehmer und bequemer, benötigen aber zu ihrem Betrieb schon eine recht erhebliche Leistung, die im allgemeinen nur ein Verstärker zu liefern vermag. Wenn wir eine möglichst einfache Empfangsvorrichtung aufbauen wollen, werden wir einen Kopfhörer verwenden. Er bietet in seinen guten Ausführungen nicht nur eine hervorragende Wiedergabetreue, sondern stellt auch eines der empfindlichsten Anzeigeinstrumente für niederfrequente Schwingungen dar.

Wir werden weiter unserem Kopfhörer die vom Sender ausgestrahlte Energie zuleiten müssen (oder wenigstens den größtmöglichen Anteil daran, den wir einfangen können). Da diese Energie frei im Raume schwingt, müssen wir sie dort auffangen und zum Empfänger leiten. Wir ergänzen also unsere einfachste Empfangseinrichtung durch eine *Antenne*, ähnlich solchen, wie sie (z. B. noch auf Schiffen) zum Ausstrahlen der Schwingungen dienen. Die wirksamste Ausführung für den normalen Wellenbereich ist ein in Richtung auf den Sender möglichst frei, möglichst hoch und gut isoliert aufgehängter Draht, von dem man eine Zuleitung auf möglichst kurzem Wege zum Empfänger führt. Heute werden für den Empfang (und auch für die Aussendung) von Mittel- und Langwellen vielfach senkrecht stehende Masten verwendet, doch sind diese für Empfänger nur bei entsprechender Verstärkung wirklich geeignet. Am wichtigsten ist bei der Antenne die größtmögliche Höhe über allen mit der Erde in Zusammenhang stehenden Gegenständen (Häusern, Bäumen u. ä.); nächst wichtig ist eine gute Isolation, da in der Antenne nur ziemlich geringe Spannungen entstehen, von denen möglichst nichts verlorengehen darf.

Wenn wir nun Fernhörer und Antenne haben, wie können wir sie zusammenschalten? Dazu sehen wir uns am besten das *Schema des Senders* an, das **Bild 1.2** in der einfachsten Form zeigt. Wir sehen den eigentlichen Sender (Generator),

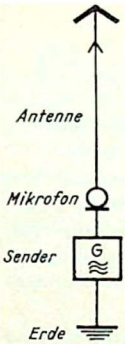


Bild 1.2. Aufs äußerste vereinfachtes Schema eines Radiosenders

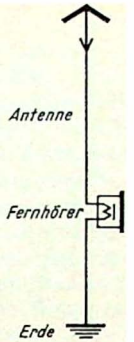


Bild 1.3. Versuchsempfänger aus Antenne, Fernhörer und Erdung

der die Hochfrequenzschwingungen erzeugt (in Zukunft *Hf*-Schwingungen geschrieben), in die Antenne schickt und durch sie in den Raum ausstrahlt. An passender Stelle ist ein *Mikrofon* (entsprechend dem beim Fernsprecher) eingeschaltet, das die zu übertragenden Schallschwingungen in elektrische Schwingungen umwandelt. Diese werden der vom Sender erzeugten Hf-Schwingung aufgedrückt, um von ihr mit fortgetragen zu werden. Man nennt dieses Aufdrücken oder Aufprägen *Modulation*, die (hochfrequente) Welle wird mit der Tonfrequenz *moduliert*.

Wenn wir nun diese Tonfrequenz wieder hören wollen, müssen wir offenbar eine dem Sender entsprechende Schaltung wählen, etwa wie in **Bild 1.3,** also unseren bislang aus Fernhörer und Antenne bestehenden Versuchsempfänger zumindest noch an die Erde anschalten. Da hier die Übertragung der Hf-Schwingungen durch den freien Raum den beim Fernsprecher üblichen Verbindungsdraht ersetzt, hätten wir ganz offensichtlich einen *geschlossenen Stromkreis* vor uns (auch bei Telegrafie und Telefonie kann man ja statt einer zweiten Leitung die Erde als Rückleitung verwenden). Trotzdem würden wir aber in unserem Kopfhörer keinen Ton vernehmen, auch wenn wir uns dicht am Sender befänden. Die Antenne liefert uns ja Hf-Schwingungen, und diese sind so schnell, daß ihnen unser Kopfhörer (und jede andere mechanische Vorrichtung) nicht zu folgen vermag.

Da die Membran des Kopfhörers eine erhebliche Trägheit besitzt und dazu noch durch die Einspannung in ihrer Schwingfähigkeit beschränkt ist, findet diese nach oben hin bald eine Grenze, und zwar schon bei 6 bis 10 kHz. Auch unser Ohr

kann nur Schwingungen zwischen 16 Hz und 13 kHz (in früher Jugend bis 16 kHz) als Töne wahrnehmen, und ein *magnetischer Kopfhörer*, der bis 10 kHz wiedergäbe, wäre schon außerordentlich gut. Heute gibt es *dynamische Kopfhörer*, die bis zu 20 kHz wiedergeben können. Welche Schwingungen aber werden unserem Hörer von der Antenne zugeführt?

Tonfrequenzschwingungen bis 20 kHz, von denen wir hier sprechen, lassen sich über größere Entfernungen nicht drahtlos übertragen. Deshalb muß man höhere Frequenzen verwenden, die wir allgemein als *Hochfrequenz (Hf)* bezeichnen, und auch da besteht noch eine untere Grenze, unter der eine Aussendung praktisch unmöglich wird.

Jede Wellentabelle belehrt uns, daß die niedrigste für den Rundfunk verwendete Schwingungszahl 151 kHz ist und daß der Mittelwellenbereich bis 1 602 kHz, die Kurzwellenbereiche sogar bis 20 000 kHz oder 20 MHz (Megahertz) reichen, ganz zu schweigen von UKW usw. (siehe auch Bild 1.1). Es gibt also keine drahtlose Welle, die wir direkt hören könnten, und auch keine Hf-Schwingung, der ein Fernhörer oder Lautsprecher zu folgen vermöchte. Denn kein mechanisches Gebilde kann, infolge seiner Trägheit, 150 000 und mehr Schwingungen in der Sekunde ausführen. Was fehlt also noch an unserem Empfänger?

Vergleichen wir die Bilder 1.2 und 1.3, so sehen wir, daß auf der Senderseite ein Glied mehr vorhanden ist: Antenne und Erdanschluß haben wir in beiden Fällen, und dem Mikrofon entspricht der Fernhörer (oder das Telefon, siehe Fernsprecher). In Bild 1.2 haben wir aber noch den Generator, der die Hf-Schwingungen erzeugt, denen dann der Transport der *Tonfrequenz* oder *Niederfrequenz (Nf)* nach den gewünschten Richtungen durch den Raum aufgebürdet wird. Wir brauchen also offenbar im Empfänger die umgekehrte Funktion (= Aufgabe, Verrichtung), eine Vorrichtung also, die die (Hilfs-)Hf-Schwingung wieder ausmerzt und die Tonfrequenz (Nf) allein übrigläßt. Auf sie kommt es ja nur an, und sie können wir dann unserem Kopfhörer zuführen und durch ihn hörbar machen.

Die einfachste Vorrichtung, die eine solche Trennung möglich macht, ist ein *Kristalldetektor* oder eine *Halbleiter-Diode*, wie sie in den **Bildern 1.4** und **1.5** in charakteristischen Ausführungsformen gezeigt sind. Die neuen *Halbleiter-*, vorzugsweise *Germanium-Dioden*, eignen sich dafür wesentlich

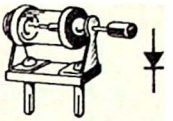


Bild 1.4. Historischer Kristalldetektor; daneben das Symbol für Halbleiter-Gleichrichter aller Bauarten

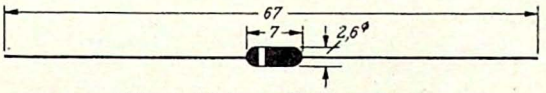
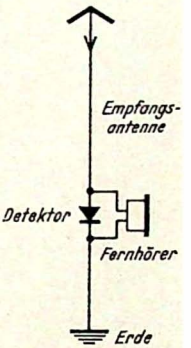


Bild 1.5. Moderne Halbleiter-Diode



Rechts: Bild 1.6. Einfachste, betriebsfähige Empfangseinrichtung aus Antenne, Detektor, Fernhörer und Erdung

besser als die veralteten Kristalldetektoren. Erstens liegt ihre Empfindlichkeit und damit die gelieferte Ausbeute von vornherein viel höher, zweitens aber ist diese höchste Empfindlichkeit für dauernd fest eingestellt, während beim Kristalldetektor immer von neuem eine hochempfindliche Stelle gesucht werden mußte, die schon durch Erschütterungen wieder verlorengehen konnte.

Wenn eine solche Vorrichtung so in den Empfänger eingefügt wird, wie in **Bild 1.6** gezeichnet, so werden wir, eine genügende Nähe des Senders und damit eine ausreichende Größe der Antennenspannung vorausgesetzt, die Darbietungen im Kopfhörer vernehmen. Wir hätten damit den einfachsten denkbaren Rundfunkempfänger zusammengestellt.

Bei uns verstand man unter der Bezeichnung *Detektor* (= Entdecker) früher nur den abgebildeten Kristalldetektor, und neuerdings wird auch die Germaniumdiode oft so bezeichnet. Da jedoch die Amerikaner jede Demodulationsschaltung (siehe 2. Stunde) als „detector" bezeichnen, sind die hier angewandten unmißverständlichen Bezeichnungen zu empfehlen.

Prüfungsfragen zur 1. Stunde:

1a: *Aus welchen Gründen hat man für Nachrichten-Weitverbindungen die Hochfrequenz als Zwischenträger für die Signale gewählt?*

1b: *Welche Frequenzen werden heute für den Unterhaltungs-Rundfunk benutzt?*

1c: *Welche Vorrichtungen benutzte man ursprünglich als Generator (= Erzeuger) für die Wellen, mit denen man telegrafierte?*

1d: *Welche Vorrichtungen dienen heute als Generatoren zur Schwingungserzeugung?*

1e: *Welche Bestandteile müssen mindestens vorhanden sein, damit unter günstigsten Umständen ein Sender „drahtlos" abgehört werden kann?*

2. STUNDE

Modulation und Demodulation

Wir hatten gesagt, der Detektor oder die Diode solle die (Ton-)Modulation von der Hf-Welle herunternehmen – was man *Demodulation* nennt – und zur Hörbarmachung an den Kopfhörer weitergeben. Um diese Modulation und Demodulation zu verstehen, betrachten wir kurz die *Arbeitsweise eines Radiosenders*. Wir können bei ihm grundsätzlich drei Funktionen unterscheiden:

Einmal wird die *Trägerwelle* erzeugt. Das ist, abgesehen von Spezialverfahren, stets ein *ungedämpfter Wellenzug*, also ein dauernd gleichbleibender mit sinusförmiger Kurvenform, wie ihn **Bild 2.1** darstellt. (Wir erinnern uns, daß im Gegensatz dazu bei *gedämpften Schwingungen*, wie sie z. B. mit den ersten Funkensendern erzeugt wurden, die *Amplitude* ständig abnimmt; **Bild 2.2.**) Ebenso wird in diesem Teil des Senders für die Unveränderlichkeit (Frequenzkonstanz) der erzeugten Grundfrequenz gesorgt. Diese ist äußerst

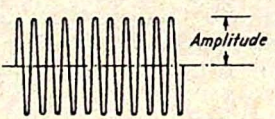


Bild 2.1. Ungedämpfter hochfrequenter Wellenzug, unmoduliert

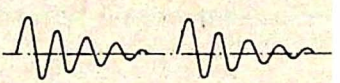


Bild 2.2. Gedämpfte Schwingungen

wichtig, damit gegenseitige Störungen der Sender auf ein Mindestmaß herabgesetzt werden.

Es erfolgt dann eine *Leistungsverstärkung*, die die *jetzt noch schwache Schwingung* auf die beabsichtigte Stärke bringt, damit sie nach ihrer Ausstrahlung die gewünschte Reichweite erzielen kann.

An geeigneter Stelle wird die *Modulation* (= Modelung, Formung), d. h. das Aufdrücken des *Signals* (zu übertragende Sprache, Musik usw.) auf die sinusförmige Trägerfrequenz vorgenommen.

Eine Sinusschwingung hat nun drei sie bestimmende Größen: die *Amplitude*, die *Frequenz* und die *Phase* (siehe Leucht, „Grundlagen", Abschn. 6.1 bis 6.8). Wird eine dieser Größen durch die Modulation geändert, so wird diese Änderung von der Trägerfrequenz mit fortgetragen und kann aus ihr zurückgewonnen werden. Möglich sind demnach: 1. Amplitudenmodulation, 2. Frequenzmodulation, 3. Phasenmodulation.

Ursprünglich wurde beim Rundfunk nur die *Amplituden-Modulation (AM)* angewandt, bei der, wie der Name sagt und wie **Bild 2.3** schematisch zeigt, die Amplitude der Grund- oder Trägerwelle im Rhythmus der Modulationsfrequenzen vergrößert und verkleinert wird. Dabei entstehen zu beiden

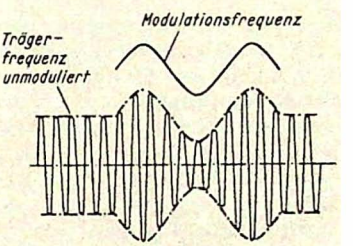


Bild 2.3. Hochfrequenz-Wellenzug, z. T. mit Amplitudenmodulation (schematisch)

Seiten der an sich unverändert bleibenden Trägerfrequenz zusätzliche *Seitenfrequenzen* (einmal die Summe und dann die Differenz von Trägerfrequenz f_0 [sprich: eff-null] und Modulationsfrequenz f_m, also $f_0 + f_m$ und $f_0 - f_m$). Sobald mit mehreren Frequenzen gleichzeitig moduliert wird und, wie zumeist, die Modulationsfrequenzen dauernd wechseln (Musik), entsteht oberhalb und unterhalb der Trägerfrequenz jeweils ein ganzes Frequenzband, dessen Ausdehnung die

höchste Modulationsfrequenz bestimmt **(Bild 2.4)**. Beide Seitenbänder zusammen ergeben das *Frequenzband des Senders*. Die Sollbreite dieser Frequenzbänder (= 2 × höchste Modulationsfrequenz) hat man im Mittelwellenbereich (MW) wegen der übergroßen Zahl unterzubringender Sender auf 9 kHz beschränkt, obwohl diese *Bandbreite* für eine gute Musikwiedergabe nicht ausreicht.

Man kann auch eines dieser Seitenbänder unterdrücken und nur die Trägerwelle und ein Seitenband aussenden. Man kann sogar auch noch die Trägerwelle zum größten Teil unterdrücken. Auf diese Weise läßt sich viel Bandbreite und bei der Trägerwelle noch Sendeenergie einsparen. Man macht im „kommerziellen" Verkehr (d. i. Nachrichtenverkehr, Wetter-, See- und Flugdienste, Fernsprechverkehr u. v. a.) auch weitgehend davon Gebrauch. Für den Rundfunk benutzt man

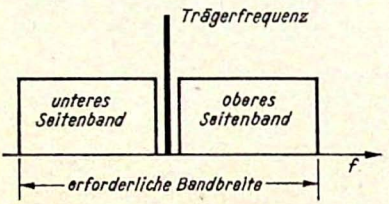


Bild 2.4. Trägerfrequenz eines AM-Senders mit den bei Modulation mit Musik auftretenden Seitenbändern (schematisch)

derartige Verfahren nicht, aber eine genauere Begründung dafür setzt eingehendere Kenntnisse voraus. Sie findet sich z. T. in der 34. Stunde beim unterdrückten Hilfsträger des Stereo-Rundfunks. Ganz einfach kann man so sagen, daß der Aufwand auf der Empfangsseite desto größer wird, je mehr man auf der Senderseite einspart. Da dieser erhöhte Aufwand bei Millionen Empfängern untragbar erscheint, verzichtet man sogar auf den erstrebenswerten Gewinn von zusätzlichen Senderkanälen durch geringere Bandbreite.

Dann gibt es als weitere Modulationsarten die *Frequenz-* und die *Phasen-Modulation*, die man für den Rundfunk verwenden könnte. Beide sind miteinander verknüpft, und wo die eine erzeugt wird, tritt von selbst auch die andere auf. Sie unterscheiden sich also nicht in ihrem Wesen, sondern mehr durch die Art ihrer Erzeugung und die dadurch bedingten speziellen Eigenschaften.

Frühzeitig in ihren Möglichkeiten und Bedingungen erprobt wurde die *Frequenz-Modulation (FM)*, und es wurden auch

einige Versuche unternommen, frequenzmodulierten Rundfunk einzuführen. Doch fanden sie so wenig Anklang, daß keine Dauereinrichtung daraus wurde. Der Hauptvorteil, den man sich davon versprechen konnte, war eine weitgehende Störbefreiung, besonders, wenn man möglichst breitbandig modulierte. Denn die üblichen Störungen wirken sich als Amplitudenmodulation aus und können bei Frequenzmodulation ausgemerzt werden. Bei Frequenzmodulation wird, wie der Name sagt, durch die Modulation die Frequenz geändert. Die Amplitude hingegen bleibt praktisch gleich groß, so wie es **Bild 2.5** darstellt. Die Frequenz schwankt im Takte der Modulationsfrequenz, d. h. also um so schneller, je höher diese Modulationsfrequenz ist.

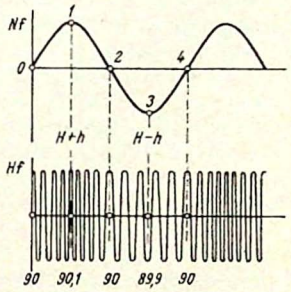


Bild 2.5. Frequenzmodulation einer Hf-Welle, grafisch stark übertrieben dargestellt. H ist die mittlere Hochfrequenzschwingungszahl, h die größte Frequenzänderung, Frequenzhub oder kurz Hub genannt

Wenn man eine mit einem einzigen Ton frequenzmodulierte Hf-Schwingung zerlegt (analysiert), so zeigt sich, daß hier nicht nur je eine Seitenschwingung im Abstand der Modulationsfrequenz entsteht, sondern je eine Reihe von Seitenfrequenzen mit den ganzzahligen Vielfachen der Modulationsfrequenz. Das heißt, die Frequenzen f_0, $f_0 \pm f_m$, $f_0 \pm 2\,f_m$, $f_0 \pm 3\,f_m$ usw. werden mit abnehmender Stärke erzeugt und abgestrahlt. Aber die sich daraus, ähnlich wie bei AM, ergebenden Seitenbänder werden natürlich noch wesentlich breiter. Man braucht für einen FM-Sender daher ein viel breiteres Frequenzband als für AM-Sender. Hinzu kam noch, daß man zur Verbesserung der immer mehr als unzureichend empfundenen Musikwiedergabe auch noch das übertragene Tonfrequenzband verbreitern wollte. Der sich aus alledem ergebende Frequenzband-Umfang (statt 9 kHz etwa 150 bis 200 kHz) stand aber nirgends zur Verfügung, außer auf sehr hohen Frequenzen, also *Ultrakurzwellen (UKW)*. Für diese gab es vorerst nicht viel mehr als Laboratoriums- und mili-

tärische Erfahrungen. In erster Linie aber hatten sie nur geringe Reichweite. Man hätte also viele Sender gebraucht, war aber im Gegenteil an wenige starke mit großen Reichweiten gewöhnt.

1948 aber stand Deutschland vor der Tatsache, daß nicht nur infolge des Wellenwirrwarrs der früher beliebte Fernempfang ohnehin mehr Verdruß als Genuß brachte und gute Musikwiedergabe fast nur beim Ortssender zu erreichen war, sondern daß uns durch den neuen Kopenhagener Wellenplan eine Anzahl von Mittelwellen genommen wurde und die brauchbarsten der verbliebenen Kanäle noch von Militärsendern benutzt wurden.

In der Debatte, wie in Zukunft eine brauchbare Rundfunkversorgung der Bundesrepublik erreicht werden könnte, unterstützte der damalige technische Direktor des NWDR (Nordwestdeutscher Rundfunk), *Dr. Werner Nestel,* nachdrücklich den von der Wellenkonferenz angeregten Vorschlag: Man sollte auf den UKW-Bereich ausweichen. Bei Anwendung der Frequenzmodulation könnte man gleichzeitig zu einer verbesserten Musikwiedergabe und zu einer fast völligen Befreiung von atmosphärischen und örtlichen Störungen kommen. An Störungen durch andere Sender (also durch Fernempfang) dachte man wegen der damals angenommenen geringen Reichweite überhaupt nicht. Der Vorschlag fand zuerst mehr Widerspruch als Zustimmung. Aber nach erfolgreichen Versuchssendungen konnten seine Befürworter ihn schließlich durchsetzen. Ende Februar - Anfang März 1949 wurden in München und Hannover die ersten UKW-FM-Sender (mit 0,25 bzw. 0,1 kW Sendeleistung!) öffentlich in Betrieb genommen.

Danach ging die Entwicklung in immer schnellerem Tempo vor sich. Nicht nur die Bundesrepublik wurde und wird mit einem Netz von Sendern überzogen, die eine Wiedergabe von bis dahin nicht gekannter Güte brachten und damit eine weitere Verbesserung von Verstärkern, Mikrofonen und Lautsprechern erzwangen. Zugleich verbreitete sich die neue Technik von hier aus über die ganze Erde. Das brachte der deutschen Industrie, die durchgebildete Geräte liefern konnte, gute Exporterfolge.

Wir hatten aber auch, da hier noch keine einengenden Bestimmungen vereinbart waren, die Bandbreite so wählen können, wie es technisch erforderlich war. Man setzte sie

ursprünglich auf 400, später auf 300 kHz bei einem Frequenzhub von ± 75 kHz fest (siehe hierzu 31. Stunde). Neuerdings hat man international zwischen 87,6 und 99,9 MHz 124 Kanäle mit je 100 kHz Breite und mit fortlaufenden Nummern von 1 bis 124 festgelegt. Da aber die Reichweite beschränkt ist und die Frequenzmodulation außerdem in der Lage ist, schwache Störsender zu unterdrücken, bestehen bei richtiger Verteilung der Frequenzen bis jetzt noch keine Schwierigkeiten, Senderzahl und Bandbreite nach Bedarf zu wählen. Die Verteilung der in der Bundesrepublik arbeitenden etwa 180 UKW-Sender ist durch die vielen Frequenzstufen aber recht unübersichtlich geworden.

Bleiben noch Begriffe wie der eben erwähnte *Frequenzhub* zu erläutern. Am einfachsten zu übersehen sind wieder die Verhältnisse bei *Amplitudenmodulation*. Man gibt dort die Stärke der Modulation als *Modulationsgrad m* an und versteht darunter das Verhältnis der größten Amplitude der Modulationsfrequenz A_m zur Trägerfrequenzamplitude A_{tr}, in Prozenten ausgedrückt, also:

$$m = \frac{A_m}{A_{tr}} \cdot 100 \text{ in } \%$$

Aus **Bild 2.6** ergibt sich ganz klar, daß mehr als 100 % (das hieße $A_m = A_{tr}$) nicht möglich sind, da bei so starker Modulation deren höchste Amplituden bereits die Trägerfrequenz auslöschen würden. Man sendet mit Rücksicht auf sonst auftretende Verzerrungen Sprache und Musik meist nur mit $m = 25...30$ %.

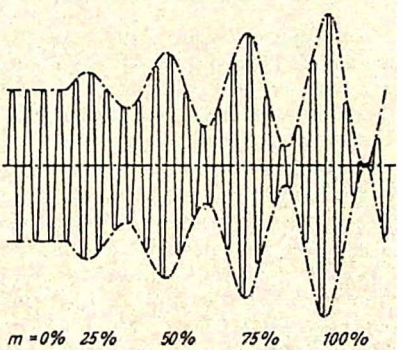


Bild 2.6. Modulationsgrad m (in Prozenten) bei Amplitudenmodulation

Bei *Frequenzmodulation* findet keine Amplitudenmodulation statt, und soweit sie doch auftritt, wird sie im Empfänger so weit wie möglich unterdrückt. Wie gesagt, wird hier die Frequenz der Trägerwelle erhöht und erniedrigt (Bild 2.5). Weil jede einzelne Schwingung der Modulationsfrequenz die Trägerfrequenz sowohl erhöht als auch herabsetzt, wird diese Frequenzänderung desto häufiger durchlaufen, je höher die Modulationsfrequenz (also die Schwingungszahl je Zeiteinheit) ist. Die *Tonhöhe* ergibt also die *Häufigkeit der Frequenzänderung* je Zeiteinheit, während ihr bei *AM* die *Häufigkeit der Amplitudenänderung* entspricht. Wie groß aber bei FM der jeweils durchlaufene Frequenz*bereich*, also der *Umfang der Frequenzänderung* (sowohl in positiver als auch in negativer Richtung) wird, bestimmt die jeweilige *Amplitude der Modulationsfrequenz*. Diese ist natürlich wieder direkt proportional (= verhältnisgleich) der Lautstärke (bei AM bestimmt sie genauso die Modulationstiefe, die Amplitude der Modulation). Diese Größe der Frequenzänderung (gewissermaßen ihre Ausdehnung) nennt man den *Frequenzhub* und das Verhältnis dieses Frequenzhubes zur höchsten Modulationsfrequenz den *Modulationsindex*. Je höher der Modulationsindex, desto breitbandiger wird die Sendung. Nachdem man festgestellt hatte, daß sich durch Breitbandmodulation eine sehr weitgehende Störbefreiung erzielen ließ, legte man bei uns den Frequenzhub auf ± 75 kHz fest. Wenn man eine höchste Modulationsfrequenz von 15 kHz annimmt, so ergibt sich dabei ein

$$\text{Modulationsindex } m = 75 : 15 = 5.$$

Genauso wie für AM- und FM-Modulation am Sender natürlich ganz verschiedene Einrichtungen vorhanden sein müssen, braucht man für die *Demodulation* im Empfänger jeweils andere Vorrichtungen. Die Besonderheiten der FM-Demodulation werden wir in der 33. Stunde nach Betrachtung der sonstigen Eigenheiten dieses Wellenbereiches besprechen.

Bei *Amplitudenmodulation (AM)* führt man die modulierte Welle einem Gleichrichter zu, einem Organ also, das nur in einer Richtung Strom fließen läßt, in der anderen aber sperrt. Was aus solchem Gleichrichter herauskommt, wenn man ihm eine nach Bild 2.3 modulierte Hf-Welle zuführt, sieht etwa so aus, wie **Bild 2.7** es darstellt. In Wirklichkeit entfallen auf eine Nf-Schwingung Hunderte bis Tausende von Hf-Halb-

wellen, und die Nf-Kurve hat, wenn nicht gerade ein einziger reiner Ton aufmoduliert wird, auch immer eine sehr verwickelte Form. Es handelt sich also um eine sehr große Zahl von „gleich gerichteten" Stromstößen.

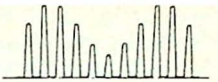


Bild 2.7. Gleichgerichtete amplitudenmodulierte Schwingung

Führen wir diese Stromstöße einem Kopfhörer zu, so wird seine Membran jeweils verschieden stark angezogen, und dadurch entstehen wieder die Töne, mit welchen moduliert worden war. Als Gleichrichter verwenden wir einen Kristalldetektor oder eine Germaniumdiode (Bilder 1.4 und 1.5), aber auch eine Röhrendiode wäre verwendbar. Das Ganze ergäbe den allereinfachsten Empfänger nach Bild 1.6.

Um ihn noch zu vervollkommnen, werden wir parallel zum Kopfhörer einen Kondensator anbringen, dessen Kapazität (2...5 nF) so gewählt wird, daß er für die Hochfrequenz einen kleinen, für die Niederfrequenz aber einen so hohen Widerstand darstellt, daß diese zum allergrößten Teil über den Kopfhörer fließen muß. Wir wissen, daß der Kondensator durch die einseitigen Stromstöße aufgeladen wird. Gleichzeitig wird er aber über den parallel liegenden Kopfhörer wieder entladen. Durch den Kondensator werden also die einzelnen Stromstöße beseitigt, es entsteht an ihm eine wechselnd hohe Gleichspannung oder, wie man auch sagen kann, eine mit einer Wechselspannung überlagerte Gleichspannung. Die überlagerte Wechselspannung aber entspricht der ursprünglichen Modulationsspannung und setzt die Membran in Bewegung. In **Bild 2.8** ist der so ergänzte Empfänger dargestellt.

In den Bildern 1.6 und 2.8 liegt der Kopfhörer parallel zum Gleichrichter. Noch bekannter ist die in **Bild 2.9** gezeichnete

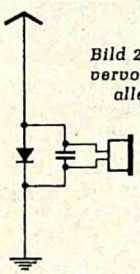


Bild 2.8. Empfänger nach Bild 1.6, vervollständigt durch einen Parallelkondensator zum Hörer

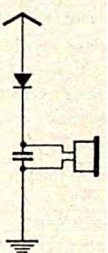


Bild 2.9. Empfänger wie in Bild 2.8, aber Detektor und Hörer in Reihe

Anordnung, nämlich Gleichrichter und Kopfhörer in Reihe. Die erzielte Wirkung ist annähernd gleich.

Auch einen *FM-Sender* könnte man grundsätzlich mit einem derartigen Empfänger hören. Das Ergebnis würde aber wahrscheinlich weniger gut ausfallen. Während man die Amplitudenmodulation, auch bei größeren Empfängern, mit *einem* Gleichrichter demoduliert, tut man das bei Frequenzmodulation wesentlich seltener. Hier benutzt man vielmehr meist zwei Gleichrichter, die in besonderen Schaltungen zusammenarbeiten, um die Vorteile der Frequenzmodulation wirklich auszunutzen.

Aber auch bei Amplitudenmodulation sind noch weitere Einrichtungen notwendig, um ein gutes Ergebnis zu erzielen.

Prüfungsfragen zur 2. Stunde:

2a: Was versteht man unter Demodulation?

2b: Welche Grundarten der Modulation mit Musik, Sprache u. dgl. sind möglich? Und welche davon finden für den Unterhaltungs-Rundfunk Anwendung?

2c: Bei welchen dieser Arten bleibt die Amplitude der Trägerfrequenz praktisch unverändert?

2d: Weshalb kann man Frequenzmodulation nur auf hohen Frequenzbereichen anwenden?

2e: Weshalb hat man überhaupt Frequenzmodulation gewählt?

3. STUNDE

Abstimmung und Abgleich des Empfängers

Die Radiowellen breiten sich, ebenso wie die artgleichen Lichtstrahlen, von der Sendeantenne her kugelförmig nach allen Seiten aus (soweit nicht, wie neuerdings vielfach üblich, entsprechend einem Scheinwerfer bestimmte Strahlrichtungen durch besondere Maßnahmen bevorzugt werden). In jedem Fall nimmt ihre Stärke mit dem Quadrat der Entfernung ab. **Bild 3.1** versucht das anschaulich zu machen. In ihm sind einzelne Wellenstrahlen gezeichnet, die zwei hintereinander angebrachte parallele und gleich große Flächen durchdringen. Die zweite befindet sich doppelt so weit vom Strahlungspunkt wie die erste. Man sieht, daß die lang gestrichel-

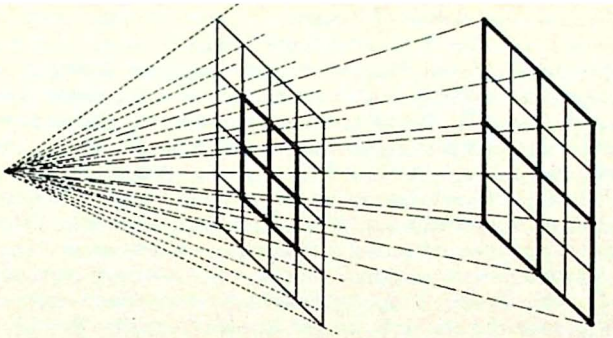


Bild 3.1. Abnahme der ausgestrahlten Energie mit dem Quadrat der Entfernung

ten Strahlen, die bei der ersten Fläche vier Flächeneinheiten einschließen, auf der zweiten Fläche bereits 16 Flächeneinheiten umschließen. Auf jede der Flächeneinheiten entfällt also in der doppelten Entfernung nur noch ein Viertel der Energie, in der dreifachen Entfernung wäre es nur noch $^1/_9$, in der vierfachen $^1/_{16}$ usw. Diese sehr schnelle Abnahme der im Raum schwingenden Energie hat zur Folge, daß ein brauchbarer Empfänger auf äußerst winzige Energiebeträge zuverlässig ansprechen muß. Der Vergleich zeigt allerdings nur die Hauptursache der Energieabnahme, zu der noch alle möglichen Absorptionen ($\approx$ Aufsaugungen) u. a. hinzukommen.

Hier liegt aber die Schwäche der bisher besprochenen Schaltung: Sie braucht verhältnismäßig hohe Energiebeträge und arbeitet daher nur ziemlich nahe an einem Sender. Es wäre auch unmöglich, diesen Mangel durch Vergrößerung der Antenne auszugleichen. Erstens könnte das überhaupt nur bei Lang- und Mittelwellen Nutzen bringen, und man erreichte sehr schnell eine Grenze, wo kein Gewinn mehr erzielt wird. Zweitens aber würden, soweit die Maßnahme Erfolg hätte, auch viele andere Sender entsprechend stärker an unseren Empfänger gelangen, wir würden so mehrere durcheinander hören.

Hier zeigen sich also zwei Fehler der bisherigen Empfangsvorrichtung: 1. keine Möglichkeit, einen bestimmten Sender herauszufischen, 2. zu geringe Empfindlichkeit.

Beide Mängel lassen sich beseitigen, wenn wir in unsere Empfangsvorrichtung einen Schwingkreis einbauen, den wir

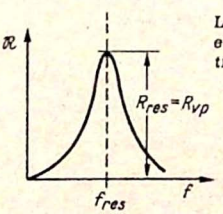
auf die Frequenz des gewünschten Senders abstimmen können. Wir wissen (s. Leucht, „Grundlagen", 14.2...14.3), daß ein derartiger Schwingkreis normalerweise aus einer Induktivität und einer Kapazität (meist also einer Spule und einem Kondensator) besteht. Beide werden entweder hintereinander oder parallel zusammengeschaltet und ergeben dann einen *Reihen-* oder einen *Parallel-Schwingkreis*. Wir wissen auch, daß ein derartiger Schwingkreis eine ganz bestimmte Resonanzfrequenz besitzt oder, z. B. durch den bekannten Drehkondensator, innerhalb eines bestimmten Bereichs auf beliebige Frequenzen abgestimmt werden kann. Wir erinnern uns, daß bei der jeweils eingestellten *Resonanzfrequenz* sowohl am Kondensator als auch an der Spule überhöhte Spannungen auftreten, während diese Spannungen bei allen höheren und niedrigeren Frequenzen erheblich abfallen.

In einem elektrischen Schwingkreis fluten die Elektronen hin und her und laden den Kondensator einmal in dieser und dann wieder in der anderen Richtung auf. Während des Hindurchfließens durch die Spule (Induktivität) bauen sie dort ein magnetisches Feld auf, und dieses erzwingt das Weiterfließen des Stromes und baut sich dabei wieder ab. In einem Schwingkreis treten auch dann Schwingungen mit der Resonanzfrequenz auf, wenn solche gar nicht von außen zugeführt, sondern wenn nur der Kondensator aufgeladen wird. In diesem Fall pendelt der Entladestrom des Kondensators so lange im Schwingkreis hin und her, bis die zugeführte Energie (Spannung am Kondensator) durch die Verlustwiderstände im Kreis aufgebraucht, d. h. in Wärme umgesetzt ist. Dieses Hin- und Herpendeln geschieht mit der Resonanzfrequenz, die dem Schwingkreis eigen ist.

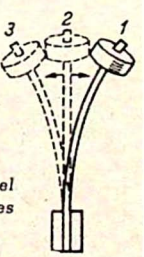
Man kann sich die Vorgänge in einem Schwingkreis leicht klarmachen, wenn man an ein mechanisches Pendel denkt (z. B. an ein Uhrpendel oder an eine Schaukel). Falls man einem solchen Pendel überhaupt Bewegungsenergie zuführt, es also anstößt, so bewegt es sich nur mit der ihm eigenen Frequenz, niemals mit einer anderen. Man braucht dem Pendel nur im richtigen Rhythmus ganz geringe Energiemengen zuzuführen, um seine Schwingung gleich hoch zu erhalten oder sogar noch zu steigern. Wenn man aber versuchen wollte, das Pendel mit einer anderen Schwingungszahl in Bewegung zu setzen, so würde man bei hohem Kraftaufwand nur verhältnismäßig geringe Schwingungen erzielen.

Ähnliche Verhältnisse liegen beim elektrischen Schwingkreis vor. Wie man die Schaukel mit ziemlich geringen Impulsen, im richtigen Rhythmus gegeben, zu hohen Ausschlägen bringen kann, so wird ein Schwingkreis durch zugeführte elektrische Schwingungen zu starken Eigenschwingungen angeregt, sobald die zugeführte Energie mit seiner Resonanzfrequenz übereinstimmt. **Bild 3.2,** bei dem in waagerechter Richtung die Frequenzen, in senkrechter die jeweils auftretenden Spannungen aufgetragen sind, zeigt deutlich, wie stark diese Spannung bei der Resonanzfrequenz f_{res} gegenüber den weiter ab liegenden Frequenzen überhöht ist.

Wenn wir hier, der Anschaulichkeit halber, den Schwingkreis mit einem normalen Pendel verglichen haben, so ist das eine grobe Vereinfachung. Beim normalen Pendel gibt es nur eine frequenzbestimmende Größe: seine Länge. Dagegen ist das Gewicht am Pendel gleichgültig, es kann die Schwingungszahl nicht beeinflussen. Beim Schwingkreis haben wir dagegen zwei frequenzbestimmende Teile, den Kondensator und die Spule. Vergrößert man die Kapazität, so dauert seine Aufladung länger, die Frequenz wird also kleiner (die Schwingung langsamer), die Wellenlänge größer. Genau das Umgekehrte geschieht bei Verkleinerung der Kapazität. In gleicher Art beeinflußt eine Änderung der Induktivität die Frequenz und die Wellenlänge (über deren Zusammenhang s. 6. Stunde).



Links: Bild 3.2. Resonanzkurve eines Schwingkreises, schematisch (R_{vp} = Parallel-Verlustwiderstand)



Rechts: Bild 3.3. Federpendel als mechanisches Modell des Schwingkreises

Einen mechanischen Vergleich für einen solchen Schwingkreis bietet ein Federpendel nach **Bild 3.3,** das mit einem Gewicht belastet ist. Hier ist eine Feder an ihrem unteren Ende fest eingespannt. Oben, am beweglichen Ende, ist ein Gewicht angebracht, und wenn die Feder zur Seite bewegt und dann losgelassen wird (aus Stellung 1), so wird sie über Stellung 2 nach Stellung 3 pendeln und dann wieder zurück nach Stel-

lung 1. Hier könnte man die Schwingungsdauer (die der Wellenlänge entspricht) auf zwei Arten beeinflussen: 1. durch Verlängern oder Verkürzen der Feder, 2. durch Vergrößern oder Verkleinern des angebrachten Gewichts. Dabei entspricht die Feder der Kapazität (Spannung wird gespeichert und wieder abgegeben), das Gewicht aber entspricht der Induktivität (Trägheit erzwingt Weiterbewegung über die Ruhelage hinaus). Dieser Vergleich wurde hier noch einmal gebracht, um daran zu erinnern, wie man sich die Schwingungsvorgänge im Schwingkreis etwa vorstellen kann.

Die Resonanzfrequenz eines Kreises ist diejenige, bei der die Blindwiderstände von Kapazität und Induktivität gleich groß sind. Bei jeder möglichen Zusammenstellung einer Kapazität und einer Induktivität bestimmter Größe kann dies nur jeweils für eine einzige Frequenz zutreffen (Schnittpunkt der beiden Widerstandskennlinien in **Bild 3.4**). Man kann daher entweder durch Ändern der Kapazität oder der Induktivität die Resonanzfrequenz nach oben oder unten verschieben. Zur Änderung der Kapazität verwendet man meistens Drehkondensatoren, veränderliche Induktivitäten nennt man *Variometer*. Man kann sie herstellen, indem man zwei in Serie geschaltete Spulen verschieden stark koppelt (s. Leucht, „Grundlagen", A. 11.2) oder aber in einer Spule mit Hf-Eisenkern diesen weiter hineinführt oder herauszieht. Dadurch läßt sich die Induktivität in gewissen Grenzen ändern.

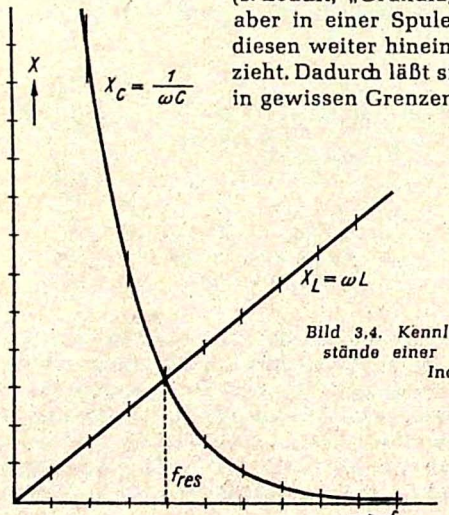
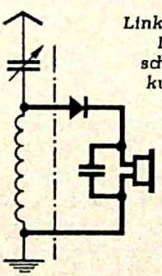


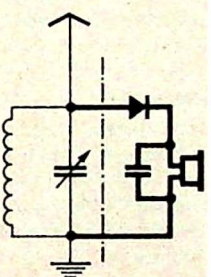
Bild 3.4. Kennlinien der Blindwiderstände einer Kapazität und einer Induktivität

Eine Schaltung, wie sie in der Anfangszeit für Detektorempfänger verwendet wurde, zeigt **Bild 3.5.** In der Leitung Antenne–Erde liegt ein Reihenschwingkreis, der bekanntlich für die Resonanzfrequenz einen sehr geringen Widerstand darstellt. Es fließt daher, wenn die Antenne Schwingungen der eingestellten Frequenz aufnimmt, ein hoher Strom, der in Kapazität und Induktivität hohe Spannungen erzeugt. Wird der Detektor an einen dieser Blindwiderstände, im Beispiel an die Spule, angeschlossen, so liegt die durch den Antennenstrom erzeugte Spannung am Detektor und wird von ihm gleichgerichtet.

Diese Schaltung wurde damals für den Empfang von kürzeren (nämlich Mittel-)Wellen angewandt, weil der mit der Antenne in Reihe liegende Drehkondensator die (groß bemessene) Langdrahtantenne „verkürzte" (ihre Kapazität so verkleinerte, als wäre sie kürzer). Sie hieß deshalb „Schaltung kurz". Ein Umschalter gestattete, aus dem Reihen- einen Parallelschwingkreis nach **Bild 3.6** zu machen. Dies war die „Schaltung lang" für den Empfang im Langwellenbereich. Auch diese Schaltungen finden, wie alle bisher gezeigten, heute keine Anwendung mehr, vornehmlich wegen ihrer schlechten Sendertrennung.



Links: Bild 3.5. Historische Detektor-Empfangsschaltung in „Schaltung kurz" für Mittelwellen



Rechts: Bild 3.6. Detektorgerät in „Schaltung lang" für Langwellen

Empfänger mit nur einem Abstimmkreis kommen heute so gut wie nicht mehr vor. Man braucht heute eine sehr große *Trennschärfe* bei den Lang-, Mittel- und Kurzwellenbereichen, weil die Sender bei ihnen so dicht beieinander liegen, daß sie sich fast immer mit ihren Randzonen überlappen. Man erzielt eine erhöhte Trennschärfe durch mehrfache Siebung, d. h. durch Anordnen mehrerer Schwingkreise hintereinander, die entweder auf die gleiche Frequenz oder so abgestimmt

werden, daß sich am Ende die gewünschte Frequenz ergibt (Super, 26. Stunde).

Wird mit Drehkondensatoren abgestimmt, so setzt man deren zwei (oder mehr) auf eine Achse und stellt sie gemeinsam ein. Wenn die Induktivitäten geändert werden sollen, so geschieht das heute fast stets durch *Permeabilitätsabstimmung* (Permeabilität = Durchdringbarkeit, magnetische Leitfähigkeit): In gleich gebauten Spulen werden gleich große Ferritkerne durch denselben Seilzug hinein- und herausgezogen. Dadurch werden die Induktivitäten zwischen den möglichen Höchst- und Mindestwerten geändert. Manchmal werden auch zusätzlich Aluminiumkerne zur Herabsetzung der Induktivität eingeführt. Natürlich ist auch eine Kombination von Kapazitäts- und Permeabilitäts-Abstimmung möglich.

Bevorzugt wird aber noch immer die Abstimmung mit Drehkondensatoren. Es ist nämlich bei der Permeabilitätsabstimmung nicht nur schwieriger, den erforderlichen *Gleichlauf* der Kreise herzustellen, sondern in erster Linie die notwendige *Variation* (= Änderung) zu erzielen, um einen ganzen Wellenbereich oder einen genügend großen Teilbereich zu überstreichen. Wenn nur *ein* Element des Schwingkreises, also entweder Kapazität oder Induktivität geändert wird, ist es nach der Thomsonschen Schwingungsformel, in der C und L unter der Wurzel stehen,

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{C \cdot L}}$$ (s. Leucht, „Grundlagen", 15.1...15.4)

erforderlich, bei diesem Element das *Quadrat* der gewünschten Variation zu erreichen. Beim MW-Bereich mit einer Frequenzänderung von 1602 kHz : 520 kHz = 3,1 : 1 bedeutet dies eine erforderliche Variation von 10 : 1. Mit einem Drehkondensator von 50...550 pF Kapazität erreicht man das ohne weiteres, bei Permeabilitätsabstimmung erfordert es großen Aufwand. Die bei Langwellen (1,8 : 1) erforderliche Variation von 3,3 : 1 wäre schon leichter zu erzielen, und bei den Kurzwellenbereichen gäbe es kaum noch Schwierigkeiten. Bei UKW schließlich beträgt die Frequenzvariation nur 99,9 MHz : 87,6 MHz = 1,14 : 1. Das Quadrat davon ist 1,3 : 1. Da dies leicht zu erreichen ist, trifft man die Permeabilitätsabstimmung am häufigsten im UKW-Bereich.

Die Mehrfach-Drehkondensatoren **(Bild 3.7)** haben geschlitzte („gefiederte") Endplatten, mit deren Hilfe vor dem Einbau eine völlige Übereinstimmung der Kapazitätskurven

hergestellt werden kann. Werden dann die fertig geschalteten Kreise bei fast herausgedrehten Kondensatoren auf gleiche Kapazitäten *abgeglichen* und bei fast eingedrehten Kondensatoren die Induktivitäten ebenfalls abgeglichen, so kann man mit Gleichlauf über den ganzen Abstimmbereich rechnen. Über den sog. „Dreipunktabgleich" beim Super s. 27. Stunde. Dieser Abgleich wird erstmals im Werk vorgenommen und muß in längeren Zeitabständen wiederholt werden, weil die Teile altern.

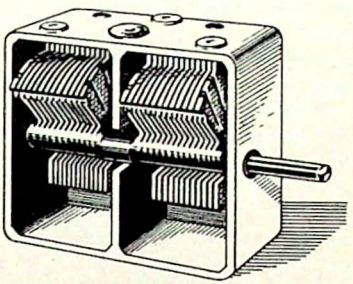


Bild 3.7. Mehrfach-Drehkondensator zur gemeinsamen Einstellung

Zum Abgleich der Drehkondensatoren dienen einstellbare Zusatzkapazitäten, sogenannte *Trimmer*, die zum Teil als kleine Quetscher bei den Mehrfachdrehkondensatoren angebaut sind, vielfach aber auch gesondert angebracht werden **(Bild 3.8).** Auch mit verdrillten isolierten Drähten kann man abgleichen. Spulen wurden früher durch verstellbare Dämpfungsscheiben abgeglichen, die aber natürlich Verluste brachten. Heute hat man wohl durchweg Hf-Eisen- oder Ferritkerne mit Gewinde, die nach dem Abgleich durch Wachs oder ähnliches festgelegt werden.

Der Abgleich wird vorgenommen, indem man auf den Eingang oder auf eine geeignete Stelle die gewünschte Frequenz aus einem Prüfsender einspeist (oder auch ein Frequenzgemisch, z. B. aus einem Multivibrator) und an Hand eines am

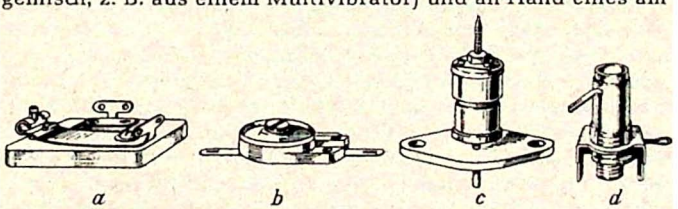


Bild 3.8. Trimmer, für Abgleichzwecke, Neutralisation u. ä. gebraucht: a) Quetscher (veraltet), b) keramischer Scheibentrimmer, c) Lufttrimmer mit Gewindespindel, d) Rohrtrimmer

Ausgang angebrachten Meßgerätes jeweils auf Höchstausschlag trimmt. Dies wird für die einstellbaren Kreise abwechselnd in Anfangs- und Endstellung (also einmal bei den Kapazitäten und zum anderen bei den Induktivitäten) so lange wiederholt, bis keine Besserung mehr erzielt werden kann. Spezielle Anweisungen für jede Gerätetype geben die Kundendienstschriften.

Prüfungsfragen zur 3. Stunde:

3a: Welche Vorteile ergeben sich durch mindestens einen Schwingkreis zwischen Antenne und Demodulator?

3b: Woraus besteht ein Schwingkreis im Prinzip? Aus welchen Bauteilen wird er für die beim Rundfunk benutzten Frequenzbereiche aufgebaut?

3c: Auf welche Weise stellt man die Schwingkreise auf die jeweils gewünschte Frequenz ein? Wie heißen die dabei angewandten Verfahren?

3d: Was versteht man unter dem „Abgleichen" eines Empfängers?

4. STUNDE

Die Antenne

In der bis jetzt betrachteten einfachen Schaltung wurde die Energie dem Schwingkreis durch eine Antenne geliefert. Welche Bedingungen müssen erfüllt sein, um mit ihr einen möglichst großen Nutzeffekt zu erzielen?

Zu Anfang des Rundfunks, als es nur schwache Sender gab, baute man für jeden Empfänger z. T. sehr aufwendige Außenantennen. Mit der Verstärkung der Sender und der Verbesserung und Vergrößerung der Empfänger wurden die Antennen dann immer kleiner, man ging zu Innenantennen über und, den Wünschen des Publikums nachkommend, versuchten Industrie und Handel, ganz ohne sichtbare Antenne auszukommen. Ja, es gab eine Zeit, in der das Publikum die Güte eines Empfängers danach beurteilte, wie viele Sender er ohne Antenne brauchbar heranholte. Die Hörer wußten nicht, und selbst viele Radiopraktiker dachten nicht daran, daß die Fabriken für den Antennenanschluß Schaltbuchsen verwandten, die automatisch über einen Kondensator das Lichtnetz an den Eingang schalteten, solange kein Stecker ein-

geführt war (damals „Lichtantenne" genannt). Eine Antenne war also immer vorhanden und muß auch vorhanden sein. Heute baut man für den gleichen Zweck Ferritantennen ein, eine sehr viel vernünftigere Lösung, denn das Netz als Antenne bringt viele Störungen.

In der kommerziellen Technik hat man nie ohne Antenne gearbeitet; dort galt seit jeher der Spruch: „Eine gute Hochantenne ist der beste Hochfrequenzverstärker", und er gilt heute noch. Eine möglichst hohe Energie aus der Antenne ist besonders deshalb wichtig, weil jede Verstärkerstufe Rauschen erzeugt, eine Antenne aber nicht. Auch beim Rundfunkempfang mußte man das einsehen, zumal man in Städten nur auf diese Art einigermaßen von Störungen freikam. Der inzwischen eingeführte Ultrakurzwellen-Rundfunk und das Fernsehen haben zum Teil der Außenantenne wieder weitgehend zum Durchbruch verholfen, doch zeichnet sich schon wieder die gleiche Entwicklung ab: man sucht Empfänger, die „ohne" gehen.

Schon zu Anfang erwähnten wir, daß der Antenne des Senders eine ähnlich wirkende am Empfänger entsprechen sollte. Auch die Vorgänge darin sind ganz ähnlich. Der Sendeantenne wird Schwingungsenergie entsprechender Leistung zugeführt. Diese verursacht in ihr Schwingungen, die ihrerseits im umgebenden Raum gleichartige Schwingungen hervorrufen, die sich von der Antenne ablösen und sich mit Lichtgeschwindigkeit in den Raum hinaus verbreiten. Wenn aber Schwingungen mit Leistungen von 1, 5, 10, 50, 100 und mehr Kilowatt abgestrahlt werden, so bedeutet das einen entsprechenden Energieverbrauch. Die Antenne verbraucht genauso viel Energie wie ein Widerstand, den man aus den Leistungsdaten des angeschlossenen Generators errechnen könnte. Man nennt ihn den *Strahlungswiderstand* der Antenne. Dies ist eine Kenngröße jeder Antenne.

Wie gesagt, ist die Antenne ein schwingungsfähiges Gebilde, und tatsächlich wirkt jeder Schwingkreis als Antenne, das soll heißen, daß elektromagnetische Schwingungen in ihm gleichartige Schwingungen im umgebenden Raum hervorrufen und daß er in seiner Umgebung solche Schwingungen erzeugt (deshalb die Abschirmungen!). Wir können entsprechende akustische Erscheinungen in unserer Umwelt beobachten. Wenn z. B. in einem Raum eine Laute (Gitarre) hängt und im Raum Klavier gespielt wird oder laute Radiomusik

ertönt, so wird bei ganz bestimmten Tönen das Instrument zu klingen anfangen. Sein Klangkörper wird an sich von allen Tönen zum Mitschwingen angeregt. Solche Stärke, daß wir sie wahrnehmen können, erreichen aber nur Resonanztöne, auf die dann eine der Saiten anspricht.

Hier beobachten wir etwas, das für das Verständnis der Antenne wichtig ist: die aufgenommene Energie wird zum Teil wieder abgestrahlt, sonst würden wir den Vorgang ja nicht hören. Genau dasselbe ist der Fall bei jeder Empfangsantenne: Ein Teil der aufgefangenen Schwingungsenergie wird sofort wieder in den Raum ausgestrahlt. Jede Empfangsantenne hat daher genauso ihren „Strahlungswiderstand" wie die Sendeantennen. Und wenn sie (als Generator) optimal (= am besten) an den Eingangskreis des Empfängers angepaßt wird, so gelangen etwa 50 % der aufgefangenen Energie zum Empfänger und etwa 50 % werden wieder ausgestrahlt.

Grundsätzlich gibt es zwei Arten von Antennen, von denen die eine Art einen offenen, die zweite einen geschlossenen Schwingkreis darstellt. Am verbreitetsten ist der offene Schwingkreis, den wir uns so entstanden denken müssen, wie in **Bild 4.1** dargestellt. Die konzentrierte Induktivität der Spule wird, wie dort gezeichnet, durch die verteilte des gestreckten Leiters ersetzt, und auch auf Kondensatorplatten wird meist verzichtet. Man kann das tun, denn jeder Leiter kann ja eine gewisse Ladung aufnehmen, besitzt also eine Kapazität.

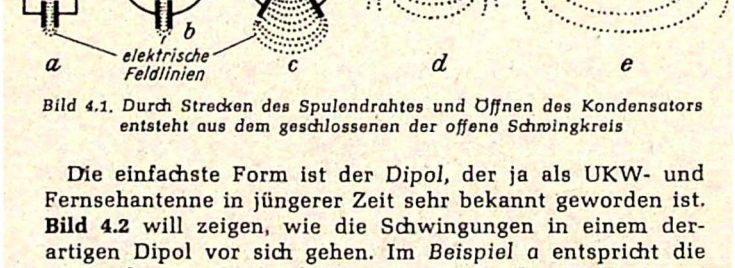


Bild 4.1. Durch Strecken des Spulendrahtes und Öffnen des Kondensators entsteht aus dem geschlossenen der offene Schwingkreis

Die einfachste Form ist der *Dipol*, der ja als UKW- und Fernsehantenne in jüngerer Zeit sehr bekannt geworden ist. **Bild 4.2** will zeigen, wie die Schwingungen in einem derartigen Dipol vor sich gehen. Im *Beispiel a* entspricht die Länge des Dipols der halben ihn erregenden Wellenlänge.

Wenn in ihm also Schwingungen in seiner Resonanzfrequenz auftreten, dann fluten die Elektronen jeweils in einer Halbperiode von einem Leiterende zum anderen. Hier müssen sie anhalten und umkehren. Das heißt aber, daß an den Leiterenden kein Strom fließt, während er in der Mitte seine größte Stärke erreicht. Man sagt, hier sei ein *Strombauch*, während sich an den Enden *Stromknoten* (Nulldurchgänge) finden. Jedesmal, wenn die Elektronen nach einem Ende geflutet sind, herrscht an diesem hohe negative Spannung, am anderen Ende Elektronenmangel, also gleich hohe positive Spannung. An den Enden entstehen also die *Spannungsbäuche*, während der Nulldurchgang in der Mitte den *Spannungsknoten* darstellt.

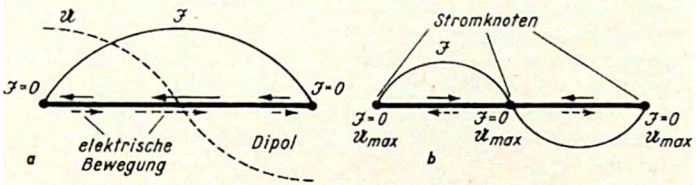


Bild 4.2. Strom- und Spannungsverteilung bei einem Dipol: a) Gesamtlänge ≈ λ/2, b) Länge ≈ λ

Das rechte *Bild b* bezieht sich auf einen Dipol, der in seiner Länge der Wellenlänge der Schwingung entspricht. Bei ihm treten die beschriebenen Erscheinungen verdoppelt auf, also zwei (gegenpolige) Strombäuche bei ¼ und ¾ der Dipollänge und Stromknoten an den Enden und in der Mitte. Ebenso gibt es drei Spannungsbäuche am Anfang, Mitte und Ende, dagegen zwei Spannungsknoten an den gleichen Stellen wie die Strombäuche. In ähnlicher Art kann man eine solche Antenne auch noch in ihren Oberschwingungen erregen und erhält dann eine Vervielfachung der Strom- und Spannungsbäuche bzw. -knoten. Ein guter Vergleich dazu ist eine an beiden Enden eingespannte Saite. Bringt man sie zum Schwingen, so vollführt die Mitte die stärksten Schwingungen (Strombauch), die Enden selbst aber keine (Stromknoten). Hält man genau die Mitte fest, so kann man sie mit der doppelten Schwingzahl zum Schwingen bringen. Da dann beide Hälften gegenläufig schwingen (ähnlich Bild 4.2b), läuft der Vorgang also doppelt ab, aber mit doppelt so schnellen Schwingungen. Würde man bei einem Drittel festhalten, so erhielte man den

Vorgang dreifach usw. Doch treffen diese Verhältnisse für den Dipol nur dann zu, wenn er in seinen Abmessungen tatsächlich, wie oben angenommen, auf die zu erregende Schwingung abgestimmt ist oder, umgekehrt gesagt, die Dimensionen des Dipols bestimmen die Frequenz, auf der er erregt werden kann.

Um nun die Schwingungen auszunutzen, also einem Empfänger zuzuführen, teilt man den Dipol in der Mitte und führt von den beiden Hälften eine Doppelleitung zum Empfänger. Sie ist dort meist an eine Koppelspule angeschlossen, um die aufgefangenen Schwingungen in den Eingangskreis hineinzutransformieren. Wie wir noch sehen werden, bedämpft der Strahlungswiderstand der Antenne diesen Kreis, und man muß die günstigste Ankopplung wählen, wenn man den besten Wirkungsgrad erzielen will. **Bild 4.3** zeigt die Ableitung schematisch und **Bild 4.4** den wohl meist benutzten Schleifen- oder Faltdipol. Er ist etwas breitbandiger als der einfache Dipol, hat aber in erster Linie einen höheren Strahlungswiderstand und läßt sich daher leichter verlustfrei anschließen.

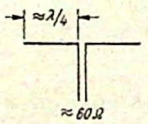


Bild 4.3. Schema eines λ/2-Dipols

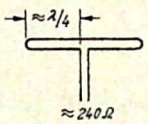


Bild 4.4. Schema eines λ/2-Faltdipols

Bei kürzeren Wellen, bei denen diese Antennenarten ausschließlich angewandt werden (UKW-Rundfunk, Fernsehen), spielt aber die Zuleitung eine wichtige Rolle. Vorweg muß die Antennen-Eingangsschaltung im Gerät einen Widerstand aufweisen, der gleich dem Strahlungswiderstand der Antenne ist. Dann aber muß, um die gewünschte 50 : 50-Energieübertragung zu erzielen, außerdem der *Wellenwiderstand* des Antennenkabels möglichst gleich dem Strahlungswiderstand der Antenne sein. Dieser Wellenwiderstand ist, ebenso wie z. B. der induktive Widerstand einer Spule oder wie der Strahlungswiderstand einer Antenne, völlig unabhängig vom ohmschen Widerstand der Zuleitung (dieser bleibt ja auch bedeutungslos klein bei den hier vorkommenden Längen). Der Wellenwiderstand wird ausschließlich bestimmt durch die Stärke der Leitungen, deren Abstand und die Dielektrizitätskonstante des dazwischen befindlichen Materials. Er ergibt

sich aus dem Zusammenwirken von Kapazität und Induktivität der beiden parallelen Leitungen und errechnet sich als Wurzel aus dem Quotienten von Induktivität je Meter durch Kapazität je Meter. Die Länge hebt sich bei dieser Rechnung heraus und spielt daher keine Rolle.

Weil es auf die Einhaltung dieser Werte ankommt, verwendet man Bandkabel, bei denen die Leitungen durch Kunststoff in einem bestimmten Abstand gehalten werden. Für Dipole nach Bild 4.3 mit einem Strahlungswiderstand von annähernd 60 Ω verwendet man Kabel mit 60 Ω Wellenwiderstand (schmal), für Faltdipole mit etwa 240 Ω Strahlungswiderstand nach Bild 4.4 breiteres Bandkabel mit 240 Ω Wellenwiderstand. Oftmals muß auch das bereits seit längerer Zeit bekannte Koaxialkabel (= mit gleicher Achse) verwandt werden, bei dem eine Abschirmung aus Metallgeflecht den Innenleiter konzentrisch (= mit gemeinsamem Mittelpunkt) umgibt. Hier müssen dann evtl. Übertrager zwischen Antenne und Kabel und zwischen Kabel und Empfänger eingeschaltet werden, wie man das auch bei (zu Störschutzzwekken) abgeschirmten Antennen für Mittel- und Langwellen tut. Das gleiche gilt für Gemeinschaftsantennen.

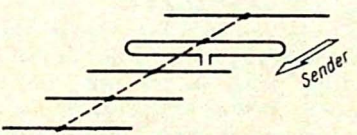


Bild 4.5. Faltdipol mit Reflektor und Direktoren zum Richtungsempfang

In **Bild 4.5** ist hinter dem Empfangsdipol (vom Sender aus gesehen) ein *Reflektor* und vor ihm sind drei *Direktoren* (≈ Ausrichter, „Leiter") angebracht. Diese Teile brauchen keine leitende Verbindung mit dem Dipol, dürfen aber bei einem Faltdipol mit der Mitte des durchgehenden Verbindungsteils leitende Verbindung haben. Der Reflektor wirkt wie eine Muschel, Direktoren wie ein Trichter, die man bei Schall in Richtung auf die Schallquelle anbringen würde. Wie diese geben sie der Antenne eine stärkere *Richtwirkung* und in der eingestellten Richtung einen bestimmten *Antennengewinn*. Sie sind nur dann angebracht, wenn man entweder einen bestimmten Sender mit möglichst großem Gewinn empfangen will oder wenn das Ganze drehbar angeordnet ist, z. B. durch einen fernbedienbaren Motor. Sie werden deshalb auch fast

nur für Fernsehen angewandt, wo man seitliche Reflexionen an Häusern u. a. ausblenden will. Beim UKW-Empfang will man meist möglichst viel empfangen und verwendet dann kreisförmig gebogene Faltdipole nach **Bild 4.6** oder gekreuzte, welche die dem Dipol eigene Richtwirkung vermeiden.

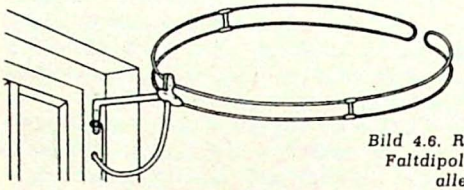


Bild 4.6. Ringförmig gebogener Faltdipol zum Empfang aus allen Richtungen

Auch die senkrecht stehenden Masten der Sender sind Dipole. Meist handelt es sich heute um *selbstschwingende* Masten, d. h. der Gitter- oder Rohrmast ist isoliert aufgestellt und wird selbst zu Schwingungen erregt. Er wird dabei entweder, wenn er $2 \cdot \lambda/4$ lang ist, in der Mitte gespeist (sinngemäß wie Bild 4.3) oder am unteren Ende. In diesem Falle ist er meist $\lambda/4$ hoch, und die Erde, an die dann der zweite Pol des Senderausgangs angeschlossen ist, wirkt wie das Spiegelbild des Mastes **(Bild 4.7)**.

Bei Sendern muß die Antenne natürlich sorgfältig auf die abzustrahlende Welle abgestimmt werden, bei den meisten einmalig, aber immer mit Nachstimmöglichkeit, bei auf mehreren Wellen arbeitenden Sendern mit entsprechenden Abstimmvorrichtungen. Im Gegensatz dazu sind die üblichen Lang-, Mittel- und Kurzwellen-Empfangsantennen gewöhnlich unabgestimmt. Sie erreichen dadurch natürlich nicht den hohen Wirkungsgrad abgestimmter Antennen, die aber für Laien die Bedienung zu sehr erschweren würden. Dagegen machen Kurzwellenamateure vielfach von dieser Möglichkeit Gebrauch und bauen sogenannte π- oder Collinsfilter zwischen Antenne und Empfänger ein. UKW-Dipole sind auf die Mitte des verhältnismäßig schmalen UKW-Frequenzbereichs abgestimmt und die Eingangsschaltung im Empfänger meist genauso. Fernsehantennen sind hingegen mitunter genau auf die zu empfangende

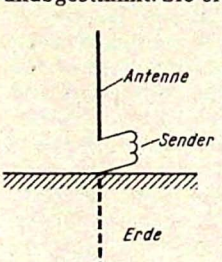


Bild 4.7. $\lambda/4$-Sendemast als halber Dipol

Welle abgestimmt, da erstens ohnehin in jedem Bereich meist nur ein Sender zu empfangen ist, man zweitens aber höhere Empfangsenergie benötigt.

Ähnlich wie den Mast in Bild 4.7 müssen wir auch die gestreckte Drahtantenne als eine Abart des Dipols ansehen, dessen andere Hälfte durch die Erde ersetzt wird (T- und L-Antenne in **Bild 4.8**). Auch sie hat eine Eigenwelle, doch ist diese bedeutend weniger ausgeprägt als bei den bisher besprochenen Formen. Solche Antennen, die für Lang- und Mittelwellen, allenfalls noch für Kurzwellen, brauchbar sind, werden immer weniger benutzt, schon weil man dafür zwei Stützpunkte braucht. An ihrer Stelle sind für die genannten Wellenbereiche jetzt immer mehr senkrecht stehende Metallstäbe in Gebrauch (Stabantenne in Bild 4.8). In beiden Fällen wirken die Antennen aber im Grunde wie nach Bild 4.7 als halber Dipol.

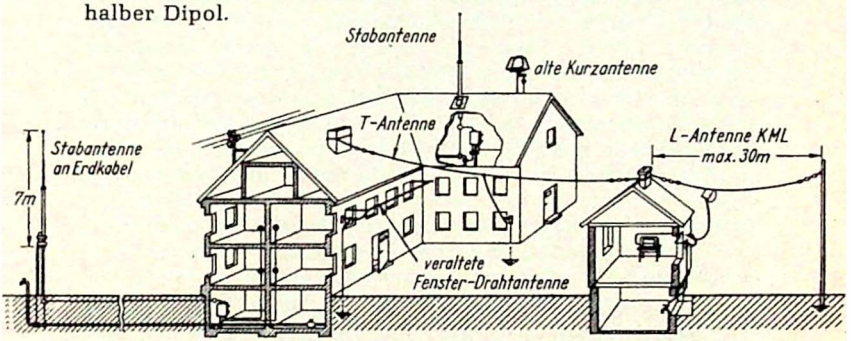


Bild 4.8. Ältere Antennenformen, insbesondere für die klassischen Wellenbereiche

Der gestreckte Draht war übrigens die erste Antenne. Sie wurde von *Franklin* 1752 zum Ableiten von Gewitterelektrizität und von *Popoff* zum Nachweis entfernter Gewitter benutzt. *Hertz* benutzte allerdings bei seinen Versuchen mit Dezimeterwellen Dipole zum Senden und Empfangen, und dabei blieb man auch bei Vorführungen im Physikunterricht. Als dann *Marconi* erstmals über einen Meeresarm telegrafierte, hatte er die Apparate und damit die Wellenlänge so vergrößert, daß er Langdrahtantennen brauchte, bei denen er die Kapazität noch durch Anbringen von Metallflächen am Ende vergrößerte. Endkapazitäten wurden übrigens teilweise eine Zeitlang in verschiedenen Formen auch beim Rundfunk

angewandt, haben sich aber nicht in größerem Umfange einführen können („Kurzantenne" in Bild 4.8).

Alle bisher besprochenen Antennenformen waren *offene* Schwingkreise. Die zweite Form entstand erst, nachdem *Braun* (der Erfinder der Elektronenstrahlröhre) im Jahre 1899 den geschlossenen Schwingkreis erfunden und in die „Funk"-Technik eingeführt hatte. Er ist heute als Parallelschwingkreis der am meisten benutzte. Wenn die vom Sender kreisförmig (wie Wasserwellen) sich ausbreitenden *magnetischen* Kraftlinien (siehe spätere Bilder 6.1 und 6.2) die Spule irgend eines Schwingkreises etwa in Richtung ihrer Achse durchdringen, erzeugen sie in ihm Spannungen, die desto höher sind, je genauer die Spulenachse in ihre Richtung fällt. Braun konstruierte daher große quadratische, auf einen Rahmen gespannte Spulen, sog. *Rahmenantennen*, um möglichst viele Kraftlinien zu erfassen. Ihr großer Vorteil war die Richtwirkung: Lag die Ebene des Rahmens in der Richtung zum Sender, so hatte man den stärksten Empfang. Stand sie senkrecht zu dieser Richtung, wurde der Empfang Null. Nachteil der Rahmenantenne war die geringere Empfangsenergie, die sie lieferte. Für eine gewisse Zeit wurde sie auch bei Heimempfängern benutzt, da man mit ihr durch ihre Richtwirkung gegenseitig sich störende Sender besser trennen konnte. Die Ungefügigkeit dieser Antennen, die schwierige Bedienung und der Nachteil, daß sie innerhalb des Hauses auch noch Störungen aufnahmen, hat sie bald wieder verschwinden lassen.

In ganz anderer Ausführung ist dieses Antennenprinzip neuerdings in Heim- und Kofferempfängern wieder aufgetaucht: als *Ferritstabantenne*. Es handelt sich dabei um eine auf die gesuchte Frequenz abstimmbare kleine Schwingkreisspule, die auf einen Ferritstab, einen Spulenkern mit guten magnetischen Eigenschaften, der nur geringe elektrische Verluste verursacht, gewickelt ist. Infolge seiner hohen Permeabilität und seiner Länge werden viele magnetische Kraftlinien in ihm zusammengefaßt und durchdringen so die Spule. Obwohl diese verhältnismäßig kleine Abmessungen besitzt, werden dadurch in ihr Schwingungen von brauchbarer Stärke erzeugt, die in dem nachgeschalteten Verstärker wirkungsvoll verstärkt werden können. In Heimempfängern wird diese Antenne vielfach drehbar gemacht und mit einem Bedienungsknopf verbunden. Damit kann man den Stab in solche Richtung bringen, daß der gesuchte Sender so stark

wie möglich hereingeholt, etwaige Störungen aber möglichst geschwächt werden. In Koffer- und tragbare Empfänger wird der Ferritstab natürlich fest eingebaut. Hier muß das ganze Gerät gedreht werden. Bedauerlicherweise werden vom Publikum derartige Möglichkeiten meist nicht ausgenutzt.

Im Gegensatz hierzu werden Rahmenantennen im kommerziellen Verkehr zum Teil gerade wegen ihrer Richtwirkung angewandt, nämlich für das Funkpeilverfahren, das besonders in Luft- und Seefahrt eine große Rolle spielt. Die hier verwendeten Empfangsantennen (Peilrahmen genannt) haben meist Ringform und befinden sich in einer (eisenfreien) Metallhülle, welche eine statische Abschirmung darstellt. Dadurch können sie nur vom magnetischen Feld des Senders beeinflußt werden, und ihre Anzeige wird genauer. Man beobachtet dabei das Empfangsminimum, das genauer feststellbar ist, und nimmt meist Elektronenstrahlröhren zur Anzeige zu Hilfe.

Während die zuerst besprochenen offenen Schwingkreise als Antennen bei allen Empfängern für mehrere Sender in der Regel nicht abgestimmt werden, bildet die Rahmenantenne, gleich welcher Form, fast immer die Induktivität des ersten Kreises im Empfänger, wird also auf die gewünschte Frequenz abgestimmt.

Neuerdings sind die Funkpeilverfahren zu einem Teil durch *Radar* (engl. Abkürzung für Funkmeßtechnik) verdrängt worden. Hier werden kurze *Impulse* (= Stöße) auf sehr kurzen Wellen (Zentimeterwellen) mittels Parabolspiegel scharf gebündelt ausgesandt. Sie werden, soweit sie von irgendeinem Gegenstand zurückgeworfen werden (und diese kurzen Wellen gehorchen bezüglich Brechung und Reflexion den gleichen Gesetzen wie Lichtstrahlen), mit derselben Antenne wieder aufgenommen, im Oszillografen sichtbar gemacht und ausgewertet. Man muß natürlich sehr kurze Impulse (µsec = millionstel Sekunden) aussenden, damit beim Eintreffen des Echos bereits auf Empfang geschaltet ist, denn alles geht ja mit Lichtgeschwindigkeit vor sich. Der Vorteil ist, daß von einer Stelle aus gesendet und empfangen werden kann, Nachteil ist der erforderliche Aufwand. Deshalb wird auch das Funkpeilverfahren wohl vorläufig nicht verschwinden.

Die für Radar entwickelte Technik ermöglicht es nun heute den Astronomen, mit gleichartigen Parabolantennen in den Weltenraum hinaus zu „lauschen" und bisher unbekannte

Strahlungen zu empfangen, die dann als Rauschen hörbar werden. Man hat auf diese Art festgestellt, daß Sterne und Materieanhäufungen nicht nur Lichtstrahlen, sondern zum Teil auch solche mit etwas größerer Wellenlänge aussenden. Man ist jetzt dabei, die Bedeutung der verschiedenen Signale, die man empfängt, zu enträtseln. Die gleiche Technik ermöglicht weiter das Studium von Echos an der Mondoberfläche und ähnliches.

Im Grunde die gleiche Sende- und Empfangstechnik, nur wieder mit andersartiger Modulation, wendet man für den interkontinentalen Verkehr über Nachrichtensatelliten (Telstar, Syncom, Intelsat usw.) an. Hier sind große Parabolspiegel und Hornantennen in Gebrauch. Sie müssen umlaufenden Satelliten und Raumschiffen genau nachgeführt werden, da nur winzige Energien ankommen. Aber sie ermöglichten die eindrucksvollen Fernsehübertragungen vom Mond her.

Prüfungsfragen zur 4. Stunde:

4a: Welche beiden Grundarten von Antennen lernten wir kennen?

4b: Welcher grundlegende Unterschied besteht zwischen den beiden Arten, soweit es sich nicht um UKW- und Fernseh-Wellen handelt?

4c: Welchen großen Vorteil bringt eine leistungsfähige Antenne für den Empfang?

4d: Welchen Vorteil bringen die leiterartigen Antennen, die besonders für Fernsehen angewandt werden? Welcher Nachteil haftet ihnen gegenüber den sonst üblichen Antennenformen an?

4e: Welche Empfangsantennenart wird genau auf die gesuchte Frequenz abgestimmt? Welche Vorteile ergeben sich daraus?

4f: Warum macht man nicht jede Empfangsantenne abstimmbar?

5. STUNDE

Kopplungen

Der Empfänger, wie wir ihn aufzeichneten, besteht aus mindestens zwei Hauptteilen, die in den Bildern 3.5 und 3.6 bereits durch eine Trennlinie angedeutet wurden: links jeweils dem Teil zum Auffangen der Schwingungen, also dem eigentlichen „Empfänger", rechts dem Teil, der das Aufgefangene ausnutzt und hörbar macht, also dem „Verbraucher". Wenn wir einmal unberücksichtigt lassen, woher die Schwin-

gungen kommen, so bildet der Schwingkreis für unseren Verbraucher den „Generator". Der Verbraucher aber muß, wie wir wissen, an den Generator angepaßt sein, um eine möglichst hohe Ausbeute, einen möglichst hohen *Wirkungsgrad* zu erzielen. Nun ist der Widerstand unseres Verbrauchers (Diode in Durchlaßrichtung, in Reihe geschaltet mit dem Kondensator, den wir mit niedrigem Widerstand für die Hochfrequenz wählten) ganz bedeutend niedriger als der Resonanzwiderstand des Schwingkreises, den wir hier als Innenwiderstand R_i des Generators einsetzen müssen. Dem Schwingkreis muß hier ja eine Leistung (für den Kopfhörer) entnommen werden, und insofern haben wir hier ähnliche Verhältnisse, wie wir sie später bei Transistor-Verstärkerschaltungen antreffen werden, im Gegensatz zu Röhrenverstärkern, bei denen es meist nur um die Übertragung einer möglichst hohen Spannung geht.

Um eine gute Leistungsanpassung zu erreichen, müssen wir daher, wie in **Bild 5.1** gezeichnet, den Verbraucher an eine passend gewählte Anzapfung der Spule L anschließen. Die Gesamtspule L wirkt dann zusammen mit der Teilspule L' als Spartransformator, und der niedrige Verbraucherwiderstand wird mit dem Quadrat des Verhältnisses $L' : L$ in den Schwingkreis hineintransformiert, denn Widerstände werden ja immer mit dem Quadrat des Übersetzungsverhältnisses transformiert.

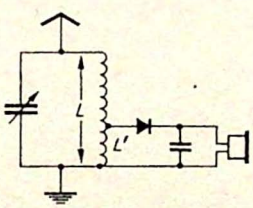


Bild 5.1. Detektor-Empfänger mit Anpassung des Verbrauchers an den Schwingkreis

Aber nicht nur der Gesichtspunkt einer möglichst hohen Leistungsausbeute zwingt zu einer Anpassung des Verbrauchers. Es muß auch dafür gesorgt werden, daß der Schwingkreis durch den angehängten Verbraucher möglichst wenig bedämpft wird. Wir wollen uns bei dieser Gelegenheit erinnern, daß ein völlig verlustfreier (Parallel-)Schwingkreis für die Resonanzfrequenz einen unendlich hohen Widerstand darstellen würde, daß aber jeder Kreis, den man aufbauen kann, mit Verlusten behaftet ist. Man kann nun diese Verluste, die sich in der Hauptsache aus dem ohmschen Wider-

stand des Spulendrahtes, weiter aus Isolations-, Eisen- und dielektrischen Verlusten u. ä. zusammensetzen, zusammenfassen und in einen dem verlustfrei gedachten Schwingkreis scheinbar parallelgeschalteten Widerstand R_{vp} umrechnen. Dabei ist zu bedenken, daß sich aus *hohen* Verlusten in Spule und Leitungen (Kondensatoren sind meist ziemlich verlustfrei) ein *kleiner* Parallel-Widerstandswert ergibt, aus *niedrigen* Kreisverlusten aber ein *hoher* Parallel-Verlustwiderstand. Dieser umgerechnete Verlust- oder Dämpfungswiderstand gilt zwar jeweils nur für eine bestimmte Frequenz und ihre nächste Nachbarschaft, doch ist das hier im Augenblick nicht wichtig. Da der Widerstand des Kreises selbst unendlich ist, bleibt dann als Widerstand des Kreises bei der Resonanzfrequenz nur dieser parallelgeschaltet gedachte Verlustwiderstand übrig, der damit also gleich dem wirksamen Resonanzwiderstand des Schwingkreises ist. Je verlustfreier ein Kreis, desto höher ist demnach dieser Resonanzwiderstand. In **Bild 5.2** wurde er als R_0 in den Kreis hineingezeichnet, um diesen Sachverhalt zu veranschaulichen (s. a. R_{vp} in Bild 3.2).

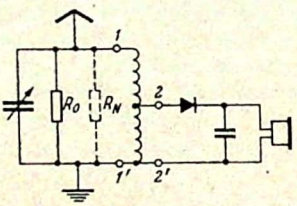


Bild 5.2. Empfänger nach Bild 5.1 mit eingezeichnetem Resonanzwiderstand R_0 und übersetztem Verbraucherwiderstand R_N

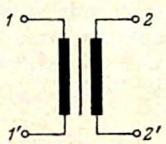


Bild 5.3. Transformator als Vierpol

Wenn wir nun einen Verbraucher an den Schwingkreis anschließen und, indem wir eine Übersetzung durch die angezapfte Spule vornehmen, seinen Widerstand mit wesentlich erhöhtem Wert in den Schwingkreis hineintransformieren, so legt sich dieser transformierte Nutzwiderstand R_N, wie in Bild 5.2 gestrichelt angedeutet, parallel zum Widerstand R_0. Die Parallelschaltung zweier Widerstände ergibt aber einen resultierenden, der kleiner als der kleinste der beiden ist. Damit wird der Kreis zusätzlich bedämpft, sein Resonanzwiderstand und seine Güte herabgesetzt. Dadurch wird erstens seine Bandbreite größer, d. h. seine Trennschärfe

sinkt, zweitens aber sinkt auch die an ihm auftretende Spannung und damit auch die erzielte Nutzspannung. Erstrebt werden muß also eine möglichst geringe Bedämpfung durch den Verbraucher. Mit je weniger Windungen man ankoppelt, um möglichst geringe Dämpfung zu erzielen, um so geringer wird aber auch der Spannungsanteil, den man abgreift. Es gilt also, den günstigsten Kompromiß (≈ Mittelweg) zu finden. Allerdings wird die Spannung im Verhältnis der Windungszahlen, der Widerstand aber mit dem Quadrat dieses Verhältnisses transformiert. Man muß also, wie fast immer in der Technik, Kompromisse schließen zwischen möglichst geringer Bedämpfung des Kreises und möglichst guter Leistungsausbeute durch bestmögliche Anpassung.

Was hier an Hand eines einfachen Beispiels durchgesprochen wurde, gilt in vielfacher Hinsicht für jedes Rundfunkgerät. Sie alle setzen sich aus einer mehr oder minder großen Zahl von Stufen zusammen, und jede gibt die in ihr erzielte Leistung (oder bei Röhrenverstärkung meist die verstärkte Spannung) an die folgende weiter. Die jeweils aufeinanderfolgenden Stufen müssen, je nach der beabsichtigten Wirkung, so gut wie möglich aneinander angepaßt werden. Dabei muß jeweils die Energie abgebende Stufe als Generator, die Stufe aber, welche Energie zur Weiterverarbeitung empfängt, als Verbraucher betrachtet werden. Man wird dann so leicht nicht vergessen, daß die folgende Stufe auf die vorhergehende zurückwirkt, wie oben besprochen, und wird diese Wirkung zu berücksichtigen trachten.

Fast durchweg sind die Stufen durch sogenannte Vierpole miteinander verbunden. Darunter versteht man alle Verbindungsglieder mit je zwei Ein- und Ausgangsklemmen, also von der einfachen Doppelleitung bis zum großen Verstärker o. ä. Die gesetzmäßigen Zusammenhänge zwischen Eingangs- und Ausgangs-Spannungen und -Strömen behandelt die *Vierpoltheorie*. Bei uns kommen am häufigsten Hf- und Nf-Übertrager **(Bild 5.3)** vor. Man bezeichnet die Eingangsklemmen mit 1 und 1′, die des Ausgangs mit 2 und 2′. Auch der Spartransformator in Bild 5.2 ist ein solcher Vierpol. An die Anschlüsse wurden daher die entsprechenden Bezeichnungen gesetzt, wobei in diesem Fall 1′ und 2′ einen gemeinsamen Pol bilden.

Röhren und Transistoren sind ebenfalls Vierpole, allerdings heißen sie *aktive Vierpole* im Gegensatz zu passiven

(z. B. Übertragern), weil sie die zugeführte Energie nicht nur umformen, sondern mittels einer Hilfsenergie verstärken können. Wir werden mit ihnen viel zu tun haben und müssen dann mit ihren Eingangs- und Ausgangswiderständen rechnen, um den besten Nutzeffekt zu erzielen.

Nicht nur der Verbraucher muß an den Schwingkreis angepaßt werden, auch die Antenne, die ja für den Schwingkreis den Generator darstellt, muß, weil sich beide gegenseitig bedämpfen, möglichst günstig angepaßt werden, und es gibt bei den klassischen Wellenbereichen eine Reihe von Schaltmöglichkeiten.

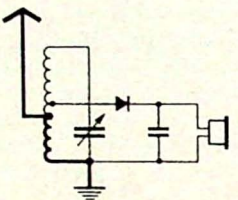


Bild 5.4. Induktive Ankopplung der Antenne mittels Spartransformator

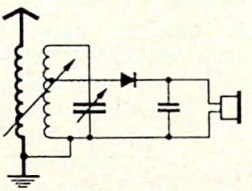


Bild 5.5. Antennenankopplung mittels getrennter, induktiv mit der Schwingkreisspule gekoppelter Antennenspule

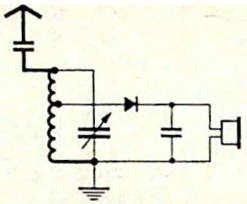
Wenn man so wie oben mit einem Spartransformator ankoppeln will, kommt man zu einer Schaltung nach **Bild 5.4.** Wenn man Antennen- und Kreisspule getrennt ausführt, ergibt sich eine Anordnung etwa nach **Bild 5.5.** Immer, wenn man zwei getrennte Spulen anstelle eines gemeinsamen Spulenteils verwendet, muß man bei gleichbleibender Sekundär- (= Zweit-, d. h. Ausgangs-)Spule die Windungszahl der Primär- (= Erst- oder Eingangs-)Spule entsprechend vergrößern, weil man die Streukopplung berücksichtigen muß. Man kann dann aber, wie der Pfeil in Bild 5.5 zeigt, die *induktive Kopplung* veränderlich, also einstellbar, machen. Da heute eine aufs äußerste vereinfachte Bedienung verlangt wird, kommt solche Einrichtung fast nur noch in Form einer mit der Abstimmung selbsttätig sich ändernden Ankopplung vor. Das ist auch deswegen notwendig, weil die Antenne den angekoppelten Kreis um so mehr verstimmt, je fester die Kopplung wird. Willkürliche Kopplungsänderung würde also Gleichlauf und Skaleneichung empfindlich stören.

Beachtet werden muß, daß die Eigenwelle der Antenne unter Einschluß der innerhalb des Gerätes angebrachten Schaltelemente nicht innerhalb des jeweiligen Empfangsbereichs liegen darf (außer im UKW-Bereich). Ein auf dieser Welle arbeitender Sender würde sonst zu stark hervorgehoben und evtl. neben einem anderen (eingestellten) hörbar werden.

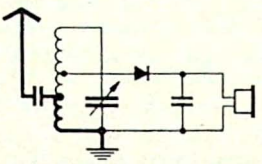
Vielfach muß die Eigenwelle daher durch entsprechende Schaltelemente so verschoben werden, daß sie außerhalb des jeweils eingeschalteten Wellenbereichs zu liegen kommt. Schaltet man eine Induktivität in den Antennenkreis, so wird sie mit der Eigeninduktivität der Antenne in Reihe geschaltet, die Gesamtinduktivität und damit die Eigenwelle des Antennenkreises vergrößert. Schaltet man einen Kondensator in die Antennenzuleitung, so liegt er in Reihe mit der Antennenkapazität. Diese und damit auch die Eigenwelle des Antennenkreises werden also verkleinert.

Man unterscheidet noch zwischen *nieder- und hochinduktiver Antennenankopplung*. Bei der niederinduktiven versucht man, durch eine geringe Induktivität der Ankopplungsspule mit der Eigenwelle der Antenne unter dem gewünschten Wellenbereich zu bleiben (bei Mittelwelle auf etwa 100 m, bei Langwelle bei 800 m), während bei der bevorzugten hochinduktiven Ankopplung umgekehrt die Eigenwelle größer als der zu empfangende Wellenbereich gemacht wird (bei Mittelwellen also etwa 1 000 m, bei Langwellen etwa 3 000 m).

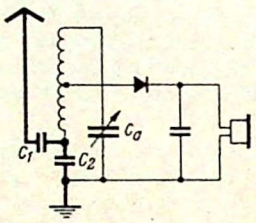
Neben der induktiven gibt es die *kapazitive Antennenankopplung*, die in den **Bildern 5.6** bis **5.8** dargestellt ist. Führt man die Antenne an das obere („heiße") Ende der Schwingkreisspule, so muß man, um keine zu starke Belastung des Schwingkreises durch die Antenne zu bekommen, die Spannung mit einer ziemlich kleinen Kapazität einkoppeln. Diese kann, wenn man nach Bild 5.7 nur in einen Teil der Schwingkreisspule speist, schon größer sein. Wird eine sogenannte *kapazitive Stromkopplung* nach Bild 5.8 angewandt, so bildet C_2 einen gemeinsamen Stromweg für den Antennen- und für den Schwingkreisstrom, daher Stromkopplung. Da C_2 in Reihe mit dem Abstimmkondensator liegt, verkleinert er über den ganzen Bereich dessen Kapazität, und zwar um so mehr, auf je höhere Kapazität C_a eingestellt ist. In der Wirkung bedeutet das eine Einengung der Kapazitätsvariation und damit des einstellbaren Frequenzumfangs. Aus diesem Grunde muß C_2 eine verhältnismäßig große Kapazität



5.6 Kapazitive Antennenankopplung



5.7 Kapazitiv-induktive Antennenankopplung



5.8 Kapazitive Stromkopplung

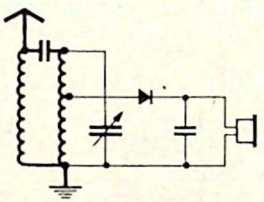
($\geqq$ 3 nF) haben. Damit hat er aber auch einen verhältnismäßig kleinen Wechselstromwiderstand, so daß nur eine kleine Spannung an ihm abfallen wird. Der Resonanzwiderstand des Schwingkreises tritt dann allerdings, wie wir wissen, mit der Gütezahl des Kreises multipliziert in diesem auf (Leucht, „Grundlagen", A. 15.5). Das gilt sinngemäß für alle schon vorher besprochenen und noch weiter zu erörternden Anordnungen. In Bild 5.8 ist noch eine Kapazität C_1 eingezeichnet, die für das Funktionieren dieser Ankopplung nicht grundsätzlich notwendig ist, aber zu Hilfe genommen werden kann, um die günstigsten Verhältnisse einzustellen.

Da bei hochinduktiver Ankopplung das langwellige Bereichsende bevorzugt wird, bei kapazitiver aber das kurzwellige, kann man beide kombinieren und bekommt dann eine *gemischte Ankopplung* nach **Bild 5.9.** Gerade umgekehrt verhält sich die niederinduktive Kopplung, bei der das kurzwellige Bereichsende stärker angekoppelt wird. Hier würde eine Kombination mit der kapazitiven Stromkopplung nach Bild 5.8 einen Ausgleich schaffen können, und es würde sich eine Ankopplung nach **Bild 5.10** ergeben.

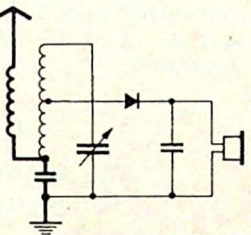
Dies sind die hauptsächlichen grundsätzlichen Möglichkeiten, die hier einmal in ihren Grundzügen vorgestellt wer-

den sollten. Welche dieser verschiedenen Möglichkeiten im Einzelfall zu wählen ist, muß der Konstrukteur nach den jeweils gestellten Forderungen entscheiden.

Genauso wie wir für die Antenne anstelle einer Anzapfung der Schwingkreisspule eine induktive oder kapazitive Ankopplung wählen konnten, gilt dies natürlich auch für die



5.9 Kombinierte kapazitive und induktive Kopplung



5.10 Kapazitive Stromkopplung und induktive Kopplung kombiniert

Ankopplung des Verbrauchers an die vorhergehende Stufe. Dabei ist zu bedenken, daß dieser Verbraucher ja durchaus nicht immer ein Kopfhörer ist, sondern meist der folgende Kreis oder eine Röhre oder ein Transistor. Alle Empfangsgeräte, die größer sind als unser ganz einfacher Detektorempfänger, haben ja mehrere Stufen und lassen sich mit einem Fließband vergleichen. Auf ihm läuft das zu Verarbeitende von einem zum anderen, jeder tut seinen Teil an der Arbeit und gibt sie dann weiter an den folgenden Platz. Heute sind Ein- und Zweikreiser schon äußerst selten, aber auch 5- und 6-Kreiser sind nicht die häufigsten. Selbst tragbare Empfänger haben oft 10, 11 und mehr Kreise, erst recht die Heimempfänger. Hier muß die Energie immer von einer Stufe zur anderen weitergegeben werden, und im Grunde gelten dabei stets die gleichen Regeln, wenn auch vielfach abgewandelt nach den unterschiedlichen Anforderungen und nach den in Frage kommenden Frequenzen.

Ein großer Teil obiger Erklärungen gilt allerdings vornehmlich für Lang- und Mittelwellen, für Kurzwellen nur noch bedingt. Beim UKW-Bereich schließlich sind eine Reihe von Gesichtspunkten zu berücksichtigen, die von der 31. Stunde ab gesondert behandelt werden.

Prüfungsfragen zur 5. Stunde:

5a: *Welche Hauptarten von Kopplungen werden ganz allgemein im Radioempfänger verwendet?*

5b: *Auf welche unerwünschte Nebenerscheinung muß bei jeder Kopplung geachtet werden?*

5c: *Welcher Unterschied besteht zwischen „passiven" und „aktiven" Vierpolen?*

5d: *Was versteht man ganz allgemein unter „Stromkopplung"?*

5e: *Was ist im Prinzip das Kennzeichen einer rein induktiven Kopplung?*

6. STUNDE

Die Abstrahlung der Wellen. Die Wellenbereiche

Der Zusammenhang zwischen Frequenz f und Wellenlänge λ wird als bekannt vorausgesetzt: Wenn in einer Sekunde von einer Welle 300 000 km zurückgelegt werden, so ist in dieser Strecke sovielmal die Wellenlänge enthalten, wie die Frequenzzahl angibt oder, mathematisch ausgedrückt:

$$c = \lambda \cdot f \qquad \text{oder} \qquad \lambda_{(\text{km})} = \frac{300\,000\ (\text{km})}{f_{(\text{Hz})}}$$

Will man eine Wellenlänge errechnen, so bedient man sich am besten der Potenzschreibweise. Man setzt als Zähler die Lichtgeschwindigkeit in der Längeneinheit ein, in der man die Wellenlänge erhalten will, und als Nenner die Frequenz in Hertz. *Beispiel:* Welcher Wellenlänge in Metern entspricht $f = 93$ MHz?

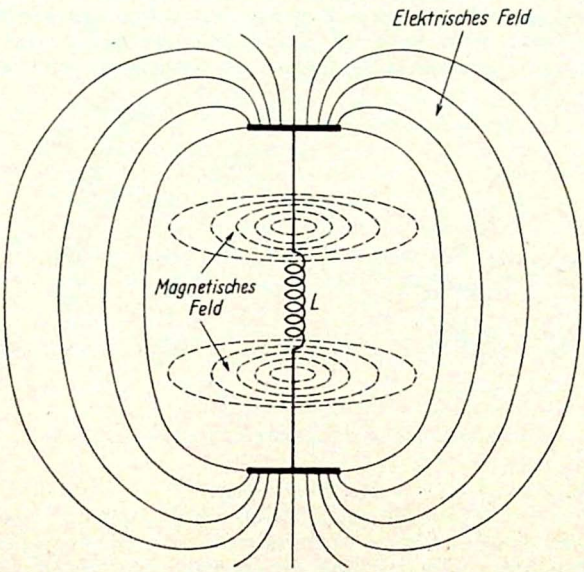
$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8\ \text{m/s}}{9{,}3 \cdot 10^7 \cdot 1/\text{s}} = \frac{3 \cdot 10\ \text{m}}{9{,}3} = \frac{10\ \text{m}}{3{,}1} = 3{,}226\ \text{m}$$

Bei der Berechnung der Frequenz muß man Wellenlänge und Lichtgeschwindigkeit nur in der *gleichen* Maßeinheit einsetzen, dann erhält man die Frequenz in Hertz. *Beispiel:* Welche Frequenz entspricht der Wellenlänge 1 260 m?

$$f = \frac{c}{\lambda} = \frac{3 \cdot 10^8\ \text{m/s}}{126 \cdot 10\ \text{m}} = \frac{10^7}{42\ \text{s}} = \frac{10^4 \cdot 10^3}{42\ \text{s}}$$

$$f = 238 \cdot 10^3\ \text{Hz}\ (= 238\ \text{kHz})$$

Wollen wir den Abstrahlvorgang verstehen, so denken wir am besten noch einmal daran, daß wir die Antenne als geöffneten Schwingkreis ansehen müssen. **Bild 6.1** zeigt nochmals, wie man sich das *magnetische* und das *elektrische Feld* eines durch Öffnen der Kapazität entstandenen *offenen Schwingkreises* vorstellen kann, wobei man aber daran

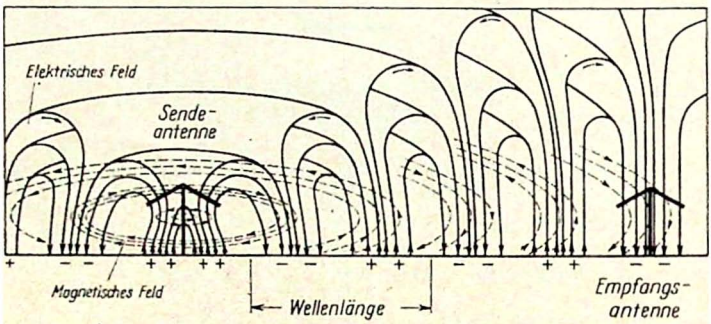


6.1 Offener Schwingkreis (Antenne)

denken muß, daß die beiden *Felder nicht gleichzeitig*, wie gezeichnet, sondern abwechselnd auftreten: Wenn die Kapazität aufgeladen ist, ist auch das elektrische Feld voll ausgebildet. So wie die Spannung fällt, bricht auch das elektrische Feld zusammen. Gleichzeitig baut aber der durch die Induktivität fließende Entladestrom um den Leiter herum ein magnetisches Feld auf (d. i. hier um die Antenne). Wenn der Strom und damit auch das magnetische Feld seine größte Stärke erreicht, ist die Spannung Null. Es gibt kein elektrisches Feld mehr, weil keine Spannung vorhanden ist. Der Strom fließt aber unter dem Einfluß des magnetischen Feldes

weiter, lädt die Kapazität umgekehrt auf und schafft, während das magnetische Feld zusammenbricht, ein entgegengesetztes elektrisches Feld. Wenn dieses abgebaut wird, entsteht wieder ein dem vorherigen entgegengesetztes magnetisches Feld, und so geht das fort, solange in der Antenne Schwingungen erregt werden. Magnetische und elektrische Felder wechseln mit jeweils umgekehrter Richtung ab.

Bild 6.2 versucht nun, eine Vorstellung davon zu vermitteln, wie diese abwechselnden Felder gewissermaßen aus der Antenne „herausquellen", wobei gleichzeitig auf den später



6.2 Elektrisches und magnetisches Feld eines Senders

noch gebrachten Vergleich mit den Wasserwellen hingewiesen sei. Damit die geschilderten Felder nicht einfach zusammenbrechen wie um einen normalen Schwingkreis herum, sondern sich von der Antenne ablösen und von ihr wegwandern, muß die Bedingung erfüllt sein, daß die Antenne im Verhältnis zur Wellenlänge eine bestimmte Mindestgröße hat. Der in Bild 6.2 angedeutete senkrecht stehende Mast müßte (als Halbdipol) etwa $\lambda/4$ hoch sein, ein vollständiger Dipol etwa $\lambda/2$ lang. Ist diese Bedingung erfüllt, so haben sich die Feldlinien während der Zeit ihres Entstehens von der Antenne schon so weit entfernt (da dies ja mit Lichtgeschwindigkeit geschieht), daß sie nicht in die Antenne zurückkehren können, weil inzwischen schon die nächsten, umgekehrt gepolten, aus der Antenne hervorquellen und sie gewissermaßen wegdrängen. Man kann sich also den Vorgang so vorstellen, daß immer die neu entstandene Halbwelle die vorige vor sich herschiebt. Dabei treten, wenn man einen

Punkt betrachtet, immer abwechselnd magnetische und elektrische Kraftlinien mit stets abwechselnder Richtung auf.

Natürlich wird der größte Wirkungsgrad erzielt, wenn die Eigenwelle der Antenne gleich der abzustrahlenden ist. Die Größe der Antenne steht also in einem direkten Verhältnis zur Wellenlänge (wie übrigens auch sonst die Größen von Induktivität und Kapazität). Da es sich hier aber um die Länge handelt, kann man nicht beliebig lange Wellen aussenden. Eine elektromagnetische Welle, die 20 kHz entspräche, hätte eine Wellenlänge von 15 km. Das heißt ein Halbdipol zu ihrer Aussendung müßte über 3,5 km lang sein (die Antenne der ersten deutschen Großfunkstelle Nauen war tatsächlich 2½ km lang). Das ist der Grund, weshalb Tonfrequenzen nicht unmittelbar als elektromagnetische Wellen erzeugt und ausgesandt werden können und man den Umweg über modulierte Hochfrequenz nehmen muß. Die direkte Aussendung wäre aber auch durchaus nicht erstrebenswert, denn man könnte ja mehrere solche Sendungen nie wieder auseinandersortieren.

Wegen des Zusammenhanges von Wellenlänge und Teileabmessungen wird man für tragbare Sender und solche, die in Flugzeuge oder gar in Raumfahrzeuge (Satelliten) eingebaut werden, möglichst kurze Wellen, also hohe Frequenzen, wählen, denn alle Teile sind dann klein. Allerdings muß dabei noch ein anderer Gesichtspunkt berücksichtigt werden: die *Ausbreitungsbedingungen*, die bei den verschiedenen Wellenbereichen recht unterschiedlich sind.

Nun stehen bei unseren Rundfunksendern die Dipole bei den klassischen Wellenbereichen (LW, MW und KW) senkrecht, beim UKW-Rundfunk und beim Fernsehen jedoch waagerecht (und entsprechend auch die Empfangsantennen). Daraus ergibt sich ein großer Unterschied: Entsprechend der Dipolstellung sind die längeren Wellen senkrecht (vertikal) *polarisiert*, die ultrakurzen Wellen hingegen waagerecht (horizontal). (Auch UKW- und Fernsehwellen werden gelegentlich einmal senkrecht polarisiert. Das kann besonders bei Umsetzern vorkommen, gehört aber zu den seltenen Ausnahmen.)

Unter *Polarisation* versteht man bei allen Wellenvorgängen die Ausrichtung der Schwingungsebene. Man kennt sie bereits vom Licht her. Gewöhnliches Licht ist nicht polarisiert, d. h. es kommen in ihm gleichzeitig die verschiedensten

Schwingungsrichtungen vor. Trifft solches Licht unter einem Winkel von 25° auf eine spiegelnde Fläche oder geht es durch ein „Polarisationsfilter" hindurch, so hat man dahinter nur eine einzige Schwingrichtung, das Licht ist polarisiert. Betrachtet man solches Licht durch einen Analysator (das Gegenstück des Polarisators, entspricht der Empfangsantenne beim Radio), so kann man in einer bestimmten Stellung des Analysators die volle Lichtstärke empfangen. Wird der Analysator gedreht, so nimmt die Lichtstärke ab, bis nach Drehung um 90° alles Licht ausgelöscht ist.

Ein gutes Beispiel für senkrecht polarisierte Wellen sind Wasserwellen, die man sehr schön dadurch erzeugen kann, daß man einen senkrecht ins Wasser gehaltenen Stab in immer gleichem Rhythmus auf und ab bewegt (unterstützt würde die Wellenerzeugung durch eine den Stab ringförmig umgebende Scheibe). Die Wasserteilchen bewegen sich dann genau senkrecht auf und nieder, ohne sich seitlich von der Stelle zu bewegen, und nur die *Wellenbewegung als solche* breitet sich ringförmig nach allen Seiten aus.

Genau solche Wellen erzeugt ein senkrecht stehender Dipol, nur mit dem Unterschied, daß die Ausstrahlung nicht auf die waagerechte Ebene (im Beispiel die Wasserfläche) beschränkt ist, sondern nach allen Richtungen bis fast senkrecht nach oben und unten erfolgt. Es entsteht etwa ein *Torus* (= Ringwulst), allerdings von riesenhafter Ausdehnung. „Torus" nennt man einen zu einem Ring gebogenen Zylinder. Das wäre ein Rotationskörper, den eine kreisförmige Scheibe bei Rotation (= Umlauf, Umdrehung) um eine in ihrer Ebene angebrachte Achse beschreiben würde, also etwa die Form eines prallen Autoschlauches. Im vorliegenden Falle muß man sich die innere Öffnung für die Radscheibe noch wegdenken, der Wulst beginnt also direkt am Dipol, und nur in Richtung seiner Achse und in einem ganz kleinen Winkel um sie herum wird nichts abgestrahlt. Bei vertikaler Polarisation liegt dieser Torus auf der Erdoberfläche, z. T. in die Erde hineinragend (s. a. Bild 6.2). Bei horizontaler Polarisation (UKW-Funk) stehen der Torus senkrecht und die Dipole waagerecht.

Eine besondere Rolle bei der Ausbreitung spielen die *leitenden Schichten der oberen Atmosphäre.* Zumeist durch den in der Sonnenstrahlung enthaltenen ultravioletten Anteil (UV-Strahlen) werden in der Ionosphäre (die daher ihren Namen hat) einige Schichten der Luft ionisiert. Ein Teil der

Luftmoleküle wird zu Ionen, die Schicht als solche daher mehr oder weniger leitend. Am wichtigsten ist die unterste, die sogenannte *E-Schicht* oder *Heavisideschicht* (sprich: hèwwißeid) in etwa 90...130 km Höhe. Zum Teil wirken sich aber auch noch die F_1- und die F_2-Schicht in 180...250 km bzw. etwa 300 km Höhe aus.

Wir unterscheiden außerdem zwischen der sogenannten Bodenwelle und den Raumwellen. Als *Bodenwellen* bezeichnen wir solche, die sich längs der Erdoberfläche ausbreiten und dabei deren Krümmung, mindestens zum Teil, mitmachen. Alle anderen, die geradlinig vom Sender abstrahlen, werden zu *Raumwellen*, sofern sie nicht schräg nach unten gerichtet sind und daher den Erdboden treffen. Wenn sie nicht von Bergen, Häusern oder anderen Hindernissen absorbiert oder gespiegelt werden, erreichen solche Wellen irgendwann die genannte Heavisideschicht und werden von ihr mehr oder weniger stark reflektiert (gespiegelt) oder, bei kürzeren und daher dem Licht mehr ähnelnden Wellen, auch gebrochen oder sogar gebeugt. Wir werden bei Besprechung der verschiedenen für den Rundfunk benutzten Bereiche die hauptsächlich auftretenden Erscheinungen kurz anführen und verweisen im übrigen auf RPB 14, Büscher, Wellen und Frequenzen für Rundfunk und Fernsehen.

Die *Langwellen* (LW, $\lambda = 1\,000...2\,000$ m $\triangleq$ 300...150 kHz) liegen am weitesten ab von den Lichtwellen und zeigen daher ihnen gegenüber die größten Unterschiede. Die waagerecht abgestrahlten Wellen folgen der Erdkrümmung und werden dabei auch verhältnismäßig wenig absorbiert. Mit Hilfe von entsprechenden Energien können mit ihnen sehr große Tages- und Nacht-Reichweiten von großer Gleichmäßigkeit erzielt werden. Auf diesen und noch längeren Wellen telegrafierten Marconi, Telefunken u. a. m. im Anfang um die halbe Erde, allerdings unter erheblichem Energieaufwand und mit Riesenantennen. Die Raumwelle spielt hier fast keine Rolle. Der Bereich ist allerdings sehr schmal. Es lassen sich nebeneinander nur 17 Senderkanäle in 9 kHz Abstand unterbringen.

Empfangsstörungen: Luftelektrische Entladungen (Gewitter), elektrische Motoren, Schaltkontakte usw. verursachen starke Störgeräusche.

Umfang: Der Bereich umfaßt nur 150 kHz. Geht man von einer wünschenswerten Bandbreite nach Bild 2.4 von 30 kHz

aus, so könnte er nur 5 Sender mit Seitenbändern von je 15 kHz Breite aufnehmen.

Mittel- oder Rundfunkwellen

(MW, λ = 187...571 m ≙ 1 605...525 kHz)

sind der Bereich, auf dem das größte Sendergedränge herrscht (in Europa mindestens 850 Sender bei nur 120 verfügbaren 9-kHz-Kanälen). Die Bodenwelle verhält sich ähnlich wie bei den Langwellen, wird aber sehr viel stärker vom überstrichenen Gelände absorbiert (= aufgesogen, verschluckt), besonders am kurzwelligen Bereichsende. Die am Tage erzielbaren Reichweiten sind daher *erheblich* kleiner. Die Raumwelle geht am Tage verloren, da die Luft durch die Sonneneinstrahlung so weit herunter ionisiert wird, daß Wellen dieser Länge nicht reflektiert werden. Mit Eintritt der Dämmerung und besonders bei Nacht gelangt aber ein erheblicher Teil der Raumstrahlung nach Reflexion auf die Erde zurück, und die Reichweite vergrößert sich damit sprunghaft auf ein Mehrfaches. Da die Reflexion jedoch nicht an einer ebenen oder Kugelfläche, sondern an einer recht unregelmäßig geformten Begrenzungsfläche der Heavisideschicht sehr ungleichmäßig erfolgt, weisen die ankommenden Wellen

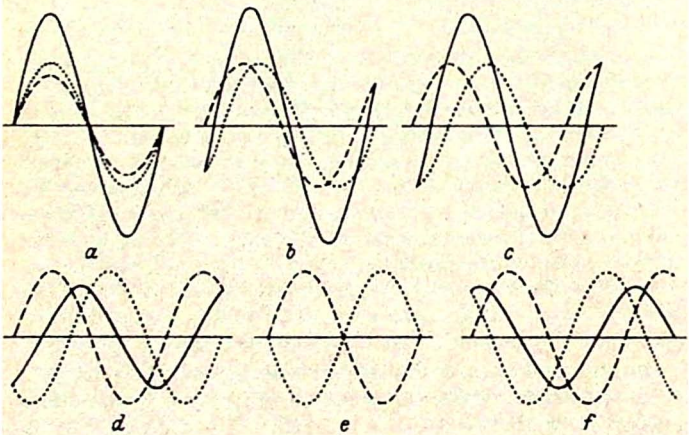


Bild 6.3. Überlagerung frequenzgleicher Schwingungen, Phasenlage verschoben um: a) 0°, b) ca. 50°, c) ca. 90°, d) ca. 130°, e) 180°, f) ca. 220°

Laufzeitunterschiede auf. Dadurch ergeben sich wechselnde Verschiebungen in der Phase, durch die, wie **Bild 6.3** zeigt, Verstärkung und Abschwächung bis zur völligen Auslöschung zustandekommen. Das sind die bekannten *Schwunderscheinungen* oder *Fadings* (sprich: féhdings). Besonders stark und lästig sind sie dort, wo außer den gespiegelten Raumwellen auch noch Bodenwellen ankommen, d. h. in der den Sender in einiger Entfernung ringförmig umgebenden sogenannten *Nahschwundzone*. Sie führen hier oft auch zu starken Empfangsverzerrungen. Um die Nahschwundzone einzuschränken, wurden besondere, nach oben abgeschirmte Antennen konstruiert, welche die Abstrahlung zur Heavisideschicht weitgehend verhindern, die Zone des ungestörten Bodenwellenempfangs also entsprechend erweitern. Sie haben inzwischen sehr an Bedeutung verloren. Jenseits der Nahschwundzone, wo also nur noch gespiegelte Raumwellen eintreffen, liegt eine Zone des *nur nachts möglichen Fernempfangs*. Auch er leidet unter Fadings, aber nicht so stark wie in der Nahschwundzone, und die Schwankungen werden bei größeren Geräten durch die *automatische Verstärkungs-Regelung* (AVR, s. 30. Stunde) weitgehend ausgeglichen.

Empfangsstörungen: Starke Wirkung von luftelektrischen Entladungen und von Funkenbildungen in elektrischen Geräten.

Umfang: 1 080 kHz, wäre also voll besetzt mit 36 Sendern, wenn man jedem 30 kHz Bandbreite zubilligen wollte.

Kurzwellen (KW, $\lambda = 10...50$ m $\triangleq$ 30...6 MHz)

(freigegebene Bänder s. **Bild 6.4**). Dieses Bild zeigt infolge seiner frequenzlinearen Darstellung sehr eindrucksvoll, daß um so weniger Frequenzen zur Verfügung stehen, je länger die Wellen sind. Der Zug zu immer kürzeren Wellen findet darin eine seiner wichtigsten Begründungen.

Kurzwellen werden desto besser gespiegelt (auch schon am Tage), je kürzer die Wellenlänge ist. Sie dienen ausschließlich dem Fernempfang, denn die Bodenwelle wird so stark absorbiert, daß sie schon in mäßiger Entfernung nicht mehr zu empfangen ist und daher eine *tote Zone* um den Sender herum entsteht. Diese endet bei der Kreislinie, wo die ersten reflektierten Wellen wieder die Erdoberfläche erreichen. Dadurch, daß manche Wellen nur ganz allmählich zur Erde zurückgelenkt werden, aber wohl auch durch mehrfache Re-

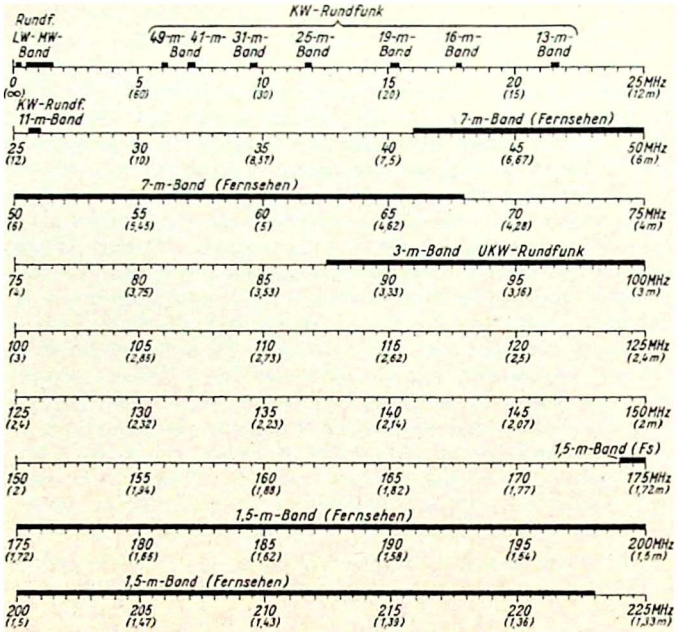


Bild 6.4. Die Rundfunk- und Fernsehbereiche in frequenzlinearer Darstellung

flexionen zwischen leitender Schicht und Erdoberfläche, ergeben die *Raumwellen* unwahrscheinlich große Reichweiten bei kleinem Energieaufwand. Man unterstützt das z. T. durch Anwendung von Richtantennen oder *Richtstrahlern*, die je nach Aufbau eine scharfe oder geringere Bündelung in einer oder mehreren Richtungen ergeben (im kommerziellen Verkehr genau auf die Gegenstation). Natürlich treten auch hier die besprochenen Schwunderscheinungen auf, aber kurzdauernder und in kürzeren Abständen. Dieser Bereich ist der Tummelplatz der Funkamateure, denen man ursprünglich diesen Bereich freigegeben hatte, weil man ihn als unbrauchbar für kommerzielle Dienste ansah. Nachdem die Liebhaber jedoch überraschende Reichweiten mit kleinen, selbstgebastelten Geräten erzielt hatten, hat man ihn ihnen zum größten Teil wieder enteignet.

Empfangsstörungen: Von 30 m abwärts sind Gewitterstörungen kaum noch merkbar, elektrische Funken aus der Umgebung meist schwächer als auf Rundfunkwellen. Bei sehr kurzen Wellen stören zusätzlich Zündfunken von Motoren.

Umfang: Hier gibt es nur einzelne freigegebene Bänder von 50 bis 11 m, wie Bild 6.4 zeigt. Doch ließen sich schon in ihnen 44 Sender mit je 30 kHz Bandbreite unterbringen.

Ultrakurzwellen (UKW, $\lambda = 1...10$ m $\triangleq$ 300...30 MHz)

Von ihnen werden für *Fernsehen* nur 41...68 MHz (bei uns nur 47...68 MHz) und 174...223 MHz und für den *UKW-Rundfunk* nur 87,5...100 MHz ($\triangleq$ 3,43...3,0 m) ausgenutzt. Dieser ganze Bereich liegt den Lichtwellen schon erheblich näher, daher haben Ultrakurzwellen auch schon ähnliche Eigenschaften wie diese. Man spricht von *quasioptischen Wellen* (quasi = gleichsam). Sie pflanzen sich normal nur geradlinig fort, und nach oben abgestrahlte Wellen durchdringen die leitenden Schichten und verschwinden in den Weltenraum. Im Gegensatz zu Lichtwellen gehen diese Ultrakurzwellen durch Nebel, Rauch und dgl. ungehindert hindurch und durchdringen auch Wände und ganze Gebäude noch einigermaßen gut (Zimmerantennen!). Von allen Metallteilen (z. B. von Eisenkonstruktionen) werden sie allerdings reflektiert. Das ergibt Echos, die sich im Fernsehen unangenehm bemerkbar machen können.

Nach den obigen Angaben dürfte also der Empfang nur so weit möglich sein, wie die Empfangsantenne die Sendeantenne „sehen" kann. In Wirklichkeit reicht der Bereich bis zu 50 % weiter, weil die Wellen etwas gebeugt werden. Aber in Tälern, die quer zum Sender verlaufen, und überhaupt hinter Bergen ist der Empfang meist schwach oder unmöglich, so daß man das ganze Land mit Sendern und Hilfssendern überzieht und für kleinere Bezirke *Frequenzumsetzer* einsetzt. Diese werden an einem hochgelegenen Punkt aufgestellt, wo man den Sender gut empfangen und, nach Umsetzung auf eine geeignete Frequenz, in das zu versorgende Gebiet einstrahlen kann (man nennt das *Ballempfang*). Auf eine andere Frequenz muß man umsetzen, damit nicht Überlagerungen (Interferenzen) mit der ursprünglichen Welle auftreten. *Fernempfang* tritt bei UKW (entgegen der ursprünglichen Annahme) auch auf, aber nur gelegentlich bei besonderen Verhältnissen. Man kann nicht mit ihm rechnen.

Empfangsstörungen: Bei UKW-Rundfunk verwendet man Frequenzmodulation. Da atmosphärische und fast alle örtlichen Störungen Amplitudenmodulationen sind, die man abschneiden kann (siehe 32. Stunde), bleiben fast nur starke Zündfunken von Motoren übrig, und alle Zündanlagen sollten ja entstört werden.

Umfang: Der jetzt für UKW-Rundfunk benutzte Bereich böte Platz für 417 Kanäle zu je 30 kHz, wie wir sie für unseren Vergleich zugrundegelegt hatten. Gegenüber 5 bzw. 36 bzw. 44 Kanälen bei LW bzw. MW bzw. KW zeigt sich der Vorteil der kurzen Wellen hier sehr einleuchtend.

Frequenzbereiche:

unter	30 kHz	*VLF*	(sehr niedrige Frequenzen)	Myriameter-Wellen
30 bis	300 kHz	*LF*	(niedrige Frequenzen)	Kilometer-Wellen
300 bis	3 000 kHz	*MF*	(mittlere Frequenzen)	Hektometer-Wellen
3 000 bis	30 000 kHz	*HF*	(hohe Frequenzen)	Dekameter-Wellen
30 bis	300 MHz	*VHF*	(sehr hohe Frequenzen)	Meter-Wellen
300 bis	3 000 MHz	*UHF*	(ultrahohe Frequenzen)	Dezimeter-Wellen
3 000 bis	30 000 MHz	*SHF*	(superhohe Frequenzen)	Zentimeter-Wellen
30 000 bis	300 000 MHz	*EHF*	(extrem hohe Frequenzen)	Millimeter-Wellen

Von diesen international festgelegten Bezeichnungen braucht man sich nur *VHF* und *UHF* und ihre Bedeutung zu merken, denn die übrigen sind wenig gebräuchlich.

Prüfungsfragen zur 6. Stunde:

6a: Zu berechnen sind die Wellenlängen in Metern, die folgenden Frequenzen entsprechen: 1. 175 kHz, 2. 7,5 MHz, 3. 93 MHz.

6b: Zu berechnen sind die Frequenzen, die folgenden Wellenlängen entsprechen: 1. 3,027 m, 2. 11,5 m, 3. 194 m (3. in kHz).

6c: Welche gegenseitige Abhängigkeit besteht zwischen der Wellenlänge und den Abmessungen der zum Abstimmen darauf benötigten Bauteile?

6d: Was versteht man unter senkrechter Polarisation der Wellen?

6e: Was versteht man unter „Heaviside-Schicht"?

6f: Was sind Fadings und wie entstehen sie?

6g: Wie groß ist die Reichweite der Ultrakurzwellen?

7. STUNDE

Die Gleichrichtung

Gleichrichter spielen in der Radiotechnik vor allem für zwei Zwecke eine Rolle:

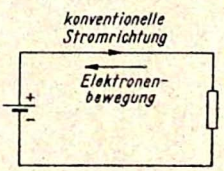
1. zur Umwandlung der Netzwechselspannung in Gleichspannung,
2. zur Demodulation.

Weitere Verwendungsarten sollen hier unberücksichtigt bleiben und werden z. T. später erläutert.

Für die genannten Zwecke werden, je nach den Umständen, entweder *Halbleiter-Gleichrichter* oder Röhren-Gleichrichter verwendet, und zwar werden die Gleichrichter, wenn sie für die Demodulation dienen, als *Dioden* bezeichnet (Halbleiter-Dioden bzw. Vakuum-Dioden). Dabei sind neuerdings die Röhren-Gleichrichter und -Dioden durch die Halbleiter-Gleichrichter und -Dioden schon fast verdrängt worden. Die letzteren durchliefen im letzten Jahrzehnt eine bedeutsame Entwicklung, die sich, soweit vorauszusehen, noch fortsetzen wird. Wir werden die Wirkungsweise von Röhren-Gleichrichtern und Vakuum-Dioden in der 8. Stunde behandeln. Alle Halbleiter-Gleichrichter (für Verwendung im Netzanschluß oft als *Trockengleichrichter* bezeichnet) beruhen auf dem gleichen Prinzip, wie es in der 9. bis 11. Stunde für Germanium und Silizium erläutert wird. Hier wollen wir als gegeben annehmen, daß ein Gleichrichter oder – wie man auch sagt – ein *elektrisches Ventil* vorhanden ist, das nur in einer Richtung Strom fließen läßt, und wollen den Vorgang der Gleichrichtung als solchen betrachten.

Das Schaltzeichen, das ganz allgemein ein elektrisches Ventil darstellt, zeigt **Bild 7.1**. Es wird vorzugsweise für Halbleiter-Ventile angewandt (und zwar mit voller Pfeilspitze wie in Bild 7.5), doch zeichnet man Röhren nur noch aus alter Gewohnheit, oder um hervorzuheben, daß eine Röhre verwendet wird.

Bild 7.1. Symbol für ein elektrisches Ventil (Gleichrichter), allgemein



Rechts: Bild 7.2. Konventionelle Stromrichtung und Elektronenbewegung

Die Spitze in Bild 7.1 zeigt die Richtung des durchgelassenen Stromes, also die *Durchlaßrichtung*, an. Und zwar wird diese nach der seit Jahrzehnten gebräuchlichen sog. *konventionellen* (≈ herkömmlichen) Stromrichtung gerechnet, bei der der Strom als durch den Verbraucher vom Plus- zum Minuspol fließend angenommen wird. Diese willkürliche Festsetzung der Stromrichtung stammt aus der Zeit, in der man den Strom nur an seinen Wirkungen erkennen konnte und zufällig hier denjenigen Pol als positiv bezeichnete, der von den beiden Polen einer Spannungsquelle die geringere Elektronenbesetzung hat.

Die konventionelle Stromrichtung ist daher der Elektronenbewegung entgegengesetzt (**Bild 7.2**). Dennoch hat es sich sehr weitgehend eingeführt, die konventionelle Stromrichtung zugrunde zu legen und sie meist sogar nur kurz „Stromrichtung" zu nennen.

Mit den in die Leitungsstriche der Schaltpläne eingetragenen Pfeilspitzen ist jedoch im allgemeinen nicht die konventionelle Stromrichtung gemeint, sondern die Richtung, für die das daneben gesetzte Formelzeichen gelten soll. Diese Richtung wird *Strom-Zählrichtung* genannt.

Dort, wo die Elektronen zur Erklärung der Wirkungsweise herangezogen werden müssen, z. B. bei den Vorgängen in Elektronenröhren, werden wir dann ausdrücklich von *Elektronenbewegung* sprechen. Ebenso werden wir innerhalb der Halbleiter unterscheiden zwischen der Elektronenbewegung und dem *Defektelektronen-* oder *Löcherstrom*.

Der im Symbol durch die Spitze dargestellte Pol des Gleichrichters ist seine *Anode*. Wir merken uns für Gleichrichterschaltungen als Gedächtnisstütze, deren Sinn weiter unten erklärt wird, daß die *Pfeilspitze nach dem positiven Pol der Gleichstromseite* zeigt. Der Strich im Symbol ist der zweite Pol, die *Katode*. **Bild 7.3** zeigt diese Polung an Hand des einfachsten Beispiels: Links haben wir einen Wechselstromgenerator, rechts einen Belastungswiderstand und in der oberen Leitung ein elektrisches Ventil. Solange der Generator die Anode positiv gegen die Katode macht, *öffnet* das Ventil und läßt Strom fließen. Während der entgegengesetzten Polung (d. h. während der nächsten Halbwelle) *sperrt* das Ventil. Wichtig ist das zuerst paradox (= widersinnig) erscheinende Ergebnis, daß *von der Gleichstromseite her gesehen die Katode des Gleichrichters den positiven, die*

Anode den negativen Pol darstellt, wenn man den Gleichrichter als Gleichstromquelle betrachtet.

In der gezeichneten Schaltung würden allerdings nur durch Pausen getrennte Spannungsstöße entstehen, die sich, je nach dem Wert des Widerstandes, über diesen ausgleichen. Oder, anders gesagt: Wenn die Wechselstromquelle in Bild 7.3

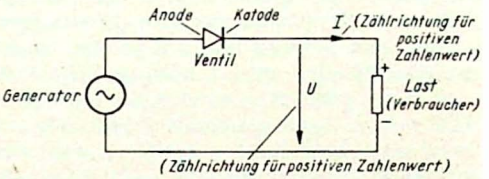


Bild 7.3. Grundschaltung eines Gleichrichters

eine sinusförmige Spannung liefert, so schickt sie, solange die Spannung der Durchlaßrichtung des Ventils entspricht, einen Strom durch dieses und durch den Widerstand. Der Wert des Stromes steigt bis zu einem Scheitelwert an und fällt wieder auf Null. Die darauffolgende, umgekehrt gepolte Halbwelle wird nicht durchgelassen, der Strom bleibt Null. Sobald die Spannung durch Null gegangen ist und in Durchlaßrichtung wieder ansteigt, fließt wieder der entsprechende Strom. Es entsteht also eine Folge von Stromstößen, zwischen denen der Strom den Wert Null hat, so wie es **Bild 7.4** zeigt. Am Widerstand treten hierbei Spannungsstöße auf, die den Halbwellen der angelegten Wechselspannung entsprechen.

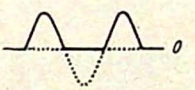


Bild 7.4. Ergebnis der Gleichrichtung nach Bild 7.3

Die jeweiligen Stromwerte errechnen sich, wie stets, aus $I = U/R$, wobei entweder als U der hinter dem Ventil jeweils vorhandene Augenblickswert der Spannung einzusetzen ist, oder man kann auch die vom Generator gelieferte Spannung U einsetzen und als R dann die Summe der Widerstände von Ventil und Belastungswiderstand. Aber auch die von U durchlaufenen Werte liegen ja nicht fest, sondern hängen von der Anpassung ab. Nimmt man den Extremfall, daß der Belastungswiderstand gleich Null ist, so wird der Strom außer durch die Generator-Urspannung nur durch den

Innenwiderstand R_i des Generators und den sehr niedrigen Durchlaßwiderstand R_d des Gleichrichters bestimmt und würde unzulässig hoch ansteigen. Der Generator würde praktisch im Kurzschluß arbeiten. Da der innere Widerstand der Wechselstromquelle meist klein ist, würde das aber zur Zerstörung des Gleichrichters führen, gleichgültig ob Halbleiter- oder Röhrengleichrichter. Eine Begrenzung auf den jeweils zulässigen Höchststrom ist also unbedingtes Erfordernis.

Nun sind ja aber Spannungsstöße nach Bild 7.4 für die meisten Zwecke nicht brauchbar, und daher schaltet man meist nach **Bild 7.5** parallel zum *Verbraucher* (hier durch den Widerstand R_{bel} dargestellt) einen *Ladekondensator* C_l, der durch die Stromstöße aufgeladen wird und von dem man eine gleichmäßigere Spannung abnehmen kann.

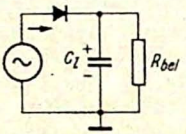


Bild 7.5. Grundschaltung eines Einweg-Gleichrichters mit Halbleiter-Gleichrichter und mit Ladekondensator

Bild 7.6 zeigt, in welcher Weise durch den Ladekondensator C_l der Spannungsverlauf ausgeglichen werden kann. Aus einer Folge von unzusammenhängenden Spannungsstößen wird eine Gleichspannung, die mit einer Wechselspannung überlagert ist. Wie weit die Spannung absinkt, bis die nächste Aufladung erfolgt, hängt vom Verhältnis des durch R_{bel} (Bild 7.5) entnommenen Stromes zu dem vom Gleichrichter

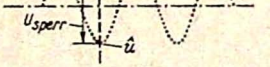


Bild 7.6. Am Kondensator sich ergebende Spannung U_c und die den Gleichrichter in Sperrichtung beanspruchende Spannung u_{sperr}

gelieferten Strom ab, noch mehr aber von der Kapazität des Ladekondensators. Ist seine Speicherfähigkeit kleiner, so wird er natürlich durch den gleichen Strom stärker entladen als ein größerer. Umgekehrt wird der Kondensator auf die volle Spitzenspannung des speisenden Wechselstromes aufgeladen, sobald ihm weniger als der vom Gleichrichter zufließende oder kein Strom entnommen wird (also im Leerlauffall). Da der ungeladene Kondensator dem Strom keinen

Widerstand entgegensetzt, kann auch eine zu große Kapazität den Gleichrichter beim Einschalten durch Überlastung schädigen. Die kurzfristige Überlastung bis zur Aufladung des Kondensators wird allerdings von den meisten Gleichrichtern ohne Schaden überstanden, sofern sie nicht zu groß ist.

Aus Bild 7.6 können wir außerdem entnehmen, daß bei Vorhandensein eines Ladekondensators die Gegenspannung, die während der Sperrphase den Gleichrichter auf Durchschlag beansprucht, um die am Kondensator stehende Spannung höher ist als ohne ihn. Die gestrichelte senkrechte Linie schneidet die Spannungskurve des Generators (z. B. einer Transformatorwicklung) beim Spitzenwert der Gegenspannung. Zu ihr kommt aber der ebenfalls von der gestrichelten Linie geschnittene Spannungsbetrag über der Nullinie hinzu, der zu dieser Zeit in C_l noch gespeichert ist. Als Gegenspannung haben wir also in diesem Augenblick die als u_{sperr} bezeichnete Spannung. Im Leerlauf ergibt sich hier die doppelte *Spitzenspannung* $\hat{u}$. Wenn man von der Effektivspannung u_{eff} ausgeht, muß man daher rechnen:

$$u_{sperr} = 2\,\hat{u} = 2 \cdot u_{eff} \cdot \sqrt{2}$$

Das ist besonders wichtig bei Halbleitergleichrichtern, deren *Sperrspannung* dementsprechend gewählt werden muß.

Selengleichrichter (sprich: seléhn), meist als *Trockengleichrichter* bezeichnet, sind solche Halbleitergleichrichter, die vielfach zur Netzspannungsgleichrichtung dienen. Sie stellen dann oft eine Säule von hintereinandergeschalteten Gleichrichterelementen ähnlich **Bild 7.7** dar, von denen jedes ein-

Bild 7.7. Gleichrichtersäule aus 24 in Reihe geschalteten Selenzellen in offener Bauart

zelne nur für eine Sperrspannung von 20...30 V zugelassen ist. Meist wird bei ihnen allerdings gleich angegeben, welche Effektivspannung sie gleichrichten können. Derartige Gleichrichter stecken neuerdings fast durchweg in zylinderförmigen Hüllen. Daneben sind sie vielfach verdrängt von den neuzeitlichen *Flachgleichrichtern*, die aber nur das gleiche in anderer Form darstellen. Im übrigen werden wohl für Röhrenempfänger, bei denen man meist mit Anodenspannungen

von 250 V arbeitet, schon bald die neu entwickelten Silizium-Gleichrichter (11. Stunde) die Selengleichrichter mindestens z. T. verdrängen. Silizium-Gleichrichter eignen sich infolge ihrer hohen Sperrspannungen überall da, wo hohe Spannungen benötigt werden. Sie erfordern allerdings wegen ihres sehr niedrigen Durchlaßwiderstandes besondere Vorkehrungen gegen Zerstörung durch etwa auftretende Spannungsspitzen. Für niedrige Spannungen (z. B. bei Transistorbetrieb) wird man vorläufig weiter bei Selengleichrichtern bleiben.

Man kann bei jedem Gleichrichter ganz nach Wunsch eine positive oder negative Spannung gegen den Bezugspunkt (Masse) erzielen, indem man jeweils den anderen Pol an Masse legt. In Bild 7.5 ist der negative Pol geerdet, so daß man positive Spannung zur Verfügung hat. Während man bei der Demodulation oft umgekehrt polt, weil man eine negative *Richtspannung* wünscht (wie die gleichgerichtete Spannung hier genannt wird), braucht man positive Spannung, wenn man für Röhrenempfänger die Anodenspannung, meist $U_b = +\ 250$ V, gewinnen will.

In diesem Falle ist allerdings die *Einweggleichrichtung*, die wir bisher betrachteten, recht ungünstig. Erstens wird der speisende Transformator sehr schlecht ausgenutzt, weil eine Halbwelle ungenutzt bleibt, zweitens wird nur die halbe zur Verfügung stehende Zeit zur Gleichrichtung benutzt, drittens aber ist die Gleichspannung nach Bild 7.6 mit ihrem hohen Wechselspannungsanteil als Anodengleichspannung noch nicht brauchbar, und man braucht einen erheblichen Aufwand an Siebmitteln, um die benötigte reine Gleichspannung zu bekommen.

Wenn man hingegen nicht nur eine, sondern beide Halbwellen der Wechselspannung gleichrichtet, so bekommt man die doppelte Anzahl von Stromstößen, denn die vorher unter der Nullinie liegenden und unbenutzt gebliebenen Halbwellen werden hier gewissermaßen nach oben umgeklappt, wie es **Bild 7.8** zeigt. Eine für diese *Zweiweggleichrichtung* geeignete Schaltung ist in **Bild 7.9** dargestellt. Selbstverständlich braucht man hierbei zwei Gleichrichter, für jede Halbwelle einen, aber auch zwei speisende Transformatorwicklungen gleicher Größe. Man verwendet eine Wicklung mit verdoppelter Spannung, die wir mit $u_{eff} = 500$ V annehmen wollen, und mit Mittelabgriff, dessen Spannung hier immer als Null zu betrachten ist. Wenn am Punkt A die höchste

positive Spannung gegen M erreicht ist, liegt an B die höchste negative. Gl_1 läßt also Strom fließen, während Gl_2 sperrt. Etwa während der mittleren zwei Drittel dieser Halbwelle wird C_l über Gl_1 mit der angegebenen Polarität aufgeladen. Eine Viertelperiode nach dem genannten Zeitpunkt geht die Spannung überall durch Null. Darauf öffnet Gl_2 und lädt C_l

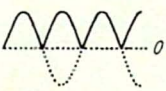


Bild 7.8

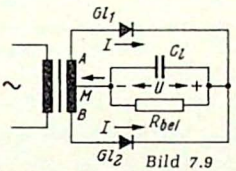


Bild 7.9

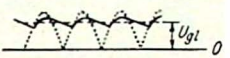


Bild 7.10

Bild 7.8. Stromstöße bei Zweiweggleichrichtung ohne Ladekondensator
Bild 7.9. Grundschaltung der Doppelweggleichrichtung
Bild 7.10. Spannung am Ladekondensator bei Doppelweggleichrichtung und mittlere Gleichspannung U_{gl}

mit der gleichen Polarität auf, während Gl_1 jetzt sperrt. So wechseln die beiden Gleichrichter immer ab, und es kommt eine gleichgerichtete Spannung nach **Bild 7.10** zustande. Daß der Strom durch den Gleichrichter bei nachgeschaltetem Kondensator nur während etwa zwei Drittel der Halbperiode fließen kann, liegt daran, daß natürlich die angelieferte Spannung höher sein muß als die jeweils im Kondensator gespeicherte, damit Strom fließt. Die Welligkeit der so erzeugten Gleichspannung ist um 58 % geringer als bei Einwegschaltung. Bei den vorher angenommenen Spannungen (man sagt in der Praxis 2 × 250 V) würde im Leerlauf eine Gleichspannung von $U = 350$ V entstehen, während die Spitzenspannung der ganzen speisenden Transformatorwicklung mit $\hat{u} = 700$ V angenommen wurde. Für die Siebung bietet diese auch als *Doppelweg-* oder *Vollweggleichrichtung* bezeichnete Schaltung noch Vorteile, die in der 24. Stunde besprochen werden sollen. Sie war deshalb während der großen Zeit der Netzanschluß-Röhrenempfänger die am meisten angewandte.

Eine weitere, vom Transformator her gesehen noch vollkommenere Schaltung ist die *Brücken-* oder *Graetz-Gleichrichtung* nach **Bild 7.11**. Auch hier werden beide Halbwellen entsprechend Bild 7.10 ausgenutzt, und es entstehen alle Vorteile der oben behandelten Zweiweggleichrichtung. Als besonderer Vorteil kommt hinzu, daß man nur eine Trans-

formatorwicklung braucht (oder auch das Lichtnetz direkt anschließen kann), und daß diese Wicklung bei beiden Halbwellen gleich belastet ist. Der Nachteil ist, daß man vier Gleichrichter braucht, so daß die Schaltung für Röhrengleich-

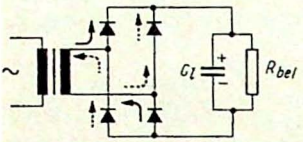


Bild 7.11. Schema der Brückengleichrichtung mit Angabe der Stromwege

richtung der Kosten wegen kaum benutzt wird. Der Weg des Stromes ist für die Halbwelle, bei der das obere Wicklungsende positiv ist, mit ausgezogenen Pfeilen eingezeichnet, für die entgegengesetzte Halbwelle mit gestrichelten.

Die hier zur Erklärung gewählte Darstellung ist allerdings nicht die übliche, vielmehr die nach **Bild 7.12.** Aus ihr ist ersichtlich, daß die vier Gleichrichter nach Art einer Wheatstoneschen Brücke (sprich: uíetßtünn, siehe dazu 18. Stunde)

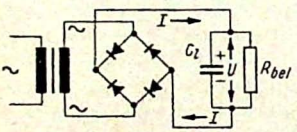


Bild 7.12. Graetz-Gleichrichterschaltung in üblicher Darstellung

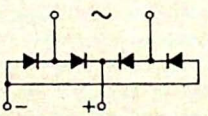


Bild 7.13. Praktische Anordnung der Gleichrichterzellen bei Brückengleichrichtern

angeordnet sind und daß an deren eine Diagonale die Wechselstromquelle angeschlossen ist, während die hindurchgetriebenen Stromstöße an der anderen Diagonale abgenommen werden können. In der praktischen Ausführung sieht die Anordnung von Brücken-Selengleichrichtern meist so aus, wie **Bild 7.13** zeigt.

In der Radiotechnik werden zur Erzeugung von Gleichspannung beide Arten von Gleichrichtern angewandt: Hochvakuum-Gleichrichterröhren und Halbleiter-Gleichrichter. Röhren werden im allgemeinen nur in Ein- und Zweiwegschaltungen verwendet, Halbleiter- oder Trockengleichrichter kommen dagegen in allen oben besprochenen Schaltungen vor.

Es gibt darüber hinaus Spannungsverdoppler- und Spannungsvervielfacherschaltungen, die wir hier aber nicht behandeln wollen.

Prüfungsfragen zur 7. Stunde:

7a: Was versteht man unter einem elektrischen Ventil?

7b: Mit welcher Stromrichtung rechnen wir ganz allgemein in diesem Lehrgang?

7c: Wie sieht der Strom aus, den man einer Wechselstromquelle unter Zwischenschaltung eines elektrischen Ventils entnimmt?

7d: Durch welche Maßnahmen kann man einen gleichmäßigeren Stromfluß erzielen?

7e: Welche Grundschaltungen zum Gleichrichten von Wechselströmen haben wir kennengelernt?

8. STUNDE

Die Elektronenröhre, besonders als Gleichrichter

Die Elektronenröhre war die erste Vorrichtung, mit der eine Verstärkung von Ton- und Hochfrequenzen möglich wurde und mit deren Hilfe aus der „Funk"-Technik die „drahtlose" Technik wurde, wie wir sie heute kennen. Erst nachdem mit Hilfe der Röhre die Elektronik mit ihren vielen Verzweigungen zu einer immer mehr in alle Gebiete eindringenden Technik geworden war, ohne die unsere heutige Welt nicht mehr denkbar wäre, gelang es, auch mit Halbleitern Verstärkung zu erzielen, mit Transistoren. Wir wollen deshalb der Röhre (die übrigens niemals als „Rohr" und schon gar nicht als „Lampe" bezeichnet werden darf) den ihr gebührenden Vortritt lassen und bei ihr die Grundlagen der Verstärkertechnik kennenlernen. Unmittelbar anschließend werden wir dann die Transistoren und ihre Anwendung für den gleichen Zweck behandeln.

Edison, der ja ein genialer Experimentator war und dem u. a. die Einführung der Glühlampe in die Praxis gelang, machte unter seinen zahllosen Versuchen 1883 auch den folgenden: Er schmolz in eine Glühlampe außer dem Glühfaden noch eine weitere Elektrode (= Elektrizitätsweg) ein (**Bild 8.1**) und machte darauf die Beobachtung, daß er einen Strom

durch den luftleeren Lampenraum hindurchschicken konnte, wenn zwei Bedingungen erfüllt waren: Es mußten

1. der negative Pol einer zusätzlichen Stromquelle am Glühfaden und der positive an der neuen Elektrode liegen,
2. der Glühfaden in der üblichen Weise zum Glühen gebracht werden.

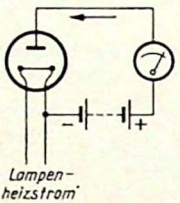


Bild 8.1. Edison-Effekt bei einer Glühlampe mit Anode

Ein ganz geringer Strom kam sogar schon ohne Zusatzstromquelle zustande. Edison konnte das nicht erklären, denn die Natur des elektrischen Stroms war noch wenig bekannt, Elektronen kannte man noch nicht. Auch eine Verwertungsmöglichkeit für die beobachtete Erscheinung fand Edison nicht, sondern erst Lenard, Wehnelt u. a. wandten die „Glühemission" bei der um die Jahrhundertwende bereits bekannten Katodenstrahlröhre an.

Heute wissen wir, daß der Strom nur eine Bewegung von Ladungsträgern in gleicher Richtung ist. Meist sind dies frei bewegliche Elektronen. Man kann gewissermaßen sagen, daß alle Stoffe zum größten Teil aus Elektronen bestehen (wenn man vom leeren Raum zwischen ihnen absieht) und daß jedes Metallstückchen unvorstellbare Mengen von in ihm frei beweglichen Elektronen enthält. Sie können aber aus dem Metall nicht heraus in den umgebenden Raum, wenn man von solchen radioaktiven Elementen absieht, die Betastrahlen aussenden, denn das sind ausgeschleuderte Elektronen. Selbstverständlich ist hier nicht die Rede vom Übertritt von Elektronen aus einem Leiter in den anderen, der in mannigfacher Form vorkommt und auf dem die Elektrotechnik aufgebaut wurde.

Aber der Austritt aus einer Metalloberfläche in ein Gas, besonders in stark verdünnte Gase (denn in unverdünnten würden die Elektronen sofort mit Gasmolekülen zusammenstoßen) ist nur unter zwei Bedingungen möglich:

Entweder muß von außen ein so starkes Feld einwirken, daß die Elektronen aus der Metalloberfläche gewissermaßen herausgerissen werden; es ist dies die äußerst seltene „Feldemission" (realisiert wohl nur im Feldelektronenmikroskop; in Hittorf-, Geißler- und ähnlichen Röhren, in Glimmlampen usw. und beim Blitz spielen ionisierte Gasmoleküle die Hauptrolle);

oder man muß den Elektronen so viel Energie zuführen, daß sie den sog. „Potentialwall" an der Oberfläche durchbrechen können. Diesen bei beheizten Röhren allgemein benutzten Vorgang nennt man *Glühemission*.

Wärme bedeutet ja bekanntlich eine ungeordnete Bewegung der Atome oder Moleküle um ihren Platz im Materialgefüge und damit auch der im Metallgitter befindlichen Elektronen. Diese Bewegungen werden mit steigender Temperatur immer heftiger. Dadurch werden von einer bestimmten Temperatur an Elektronen, die sich an der Oberfläche befinden, aus ihr gewissermaßen herausgeworfen, und desto mehr von ihnen, je höher die Temperatur steigt. Eine sehr wesentliche Rolle spielt dabei aber auch die Art des Metalls, denn die „Austrittsarbeit" zur Überwindung des Potentialwalls ist recht unterschiedlich. Wolfram, das man wegen seiner Hitzebeständigkeit gern für Glühdrähte oder, wie man sie hier allgemein zu nennen pflegt, für die *Heizfäden* verwendet, hat eine ziemlich hohe Austrittsarbeit, also schlechte Elektronenergiebigkeit. Bei Barium ist die Austrittsarbeit nur halb so groß, bei Cäsium noch geringer. Man bringt daher auf dem Heizfaden eine besser *emittierende* (= aussendende) Schicht an und kommt dann mit niedrigeren Fadentemperaturen aus.

Der Nachteil aller Röhren ist, daß diese Emissionsfähigkeit sich mit der Zeit erschöpft und eines Tages zu gering wird, wenn nicht gar vorher schon der Heizfaden gebrochen oder ein anderer Fehler aufgetreten ist. Daß es heute schon für gewisse elektronische Vorrichtungen „Kaltkatodenröhren" gibt, die keine Heizung benötigen, hat für die Radiotechnik keine Bedeutung, weil es für sie geeignete Röhren dieser Art bis jetzt nicht gibt. Und auch die Fotozellen, in denen Elektronen durch Lichtstrahlen zum Austritt gebracht werden, wollen wir nur der Vollständigkeit halber erwähnen.

Sehr wichtig ist, sich immer vor Augen zu halten, daß der Heizstrom, genau wie der Name sagt, nur dazu dient, die

emittierende Schicht auf die erforderliche Temperatur zu bringen, sonst aber in der Röhre keine Funktion hat. Entsprechend den bereits bei elektrolytischen Vorgängen üblichen Bezeichnungen nennt man nun die positive Elektrode, welche die Elektronen anzieht und daher früher auch „Fangpol" genannt wurde, *Anode*, die negative, welche die Elektronen aussendet, *Katode* (früher „Sprühpol"). Die Spannung, die an die beiden Pole gelegt wird, heißt *Anodenspannung*. Bei Gleichrichterröhren ist die Anodenspannung normalerweise natürlich eine Wechselspannung, und Strom wird nur so lange durchgelassen, wie die Anode positiv gegen die Katode ist. Bei Verstärkerröhren, über die wir später sprechen werden, und bei anderen Röhren ist die Anodenspannung fast stets eine Gleichspannung. Der von der Katode zur Anode fließende Elektronenstrom wird als *Anodenstrom* bezeichnet, auch dort, wo er durch die Zuleitung fließt. Nur rechnet man, trotz Kenntnis von seiner wirklichen Richtung, vereinbarungsgemäß mit der konventionellen Richtung.

Wenn Elektronen aus der Katodenoberfläche ausgetreten sind, schweben sie frei im Raum (der in Röhren für Radiozwecke soweit wie möglich evakuiert [= entleert], also fast gasfrei ist). Die Elektronen können sich hier zwar ohne Widerstand bewegen, bilden aber zuerst um die Katode herum eine sog. *Raumladewolke*. Aus ihr würden nur sehr wenige zur Anode gelangen, würden sie von dieser nicht angezogen. Wenn aber ein elektrisches Feld vorhanden ist, so bewegen sie sich unter dessen Einfluß auf den positiven Pol zu. Sie werden also, anders gesagt, von der Anode angezogen, solange diese positiv gegenüber der Katode ist. Der leere Raum setzt ihnen keinen Widerstand entgegen, und die Geschwindigkeit nimmt daher dauernd zu, wie bei einem unter dem Einfluß des Gravitationsfeldes fallenden Gegenstand. Hier steht die Geschwindigkeit in einem feststehenden Verhältnis zur Stärke des elektrischen Feldes. Wenn ein Elektron eine bestimmte Spannung U durchlaufen hat, so hat es etwa die Geschwindigkeit

$$v \approx 594 \cdot \sqrt{U} \frac{\text{km}}{\text{sec}}$$

Natürlich ist dies eine aufs äußerste vereinfachte Näherungsformel. Wenn wir aber als U die Anodenspannung in Volt einsetzen, können wir mit ihr errechnen, daß in einer Rund-

funkröhre mit 250 V Anodenspannung die Elektronen auf etwa 9400 km/sec beschleunigt werden. In Fernseh-Bildröhren, bei denen Beschleunigungsspannungen von 25 kV vorkommen, werden sie dann 94 000 km/sec erreichen. Wenn derart beschleunigte Elektronen auf die Anode aufprallen, so verursacht ihre plötzliche Abbremsung natürlich eine entsprechende Wärme. In stark belasteten Röhren (z. B. Senderöhren) kommen daher (je nach Type) die Anoden z. T. zum Glühen. Aber auch bei Radioröhren mit größerem Leistungsumsatz muß die Anode zur Wärmeabstrahlung besonders geeignet gemacht werden (Schwärzung, Kühlrippen u. a.).

Außer den bisher besprochenen Hochvakuumröhren gibt es auch gasgefüllte, insbesondere Gleichrichterröhren. Sie werden in der Radiotechnik nicht benutzt, weil sie Empfangsstörungen verursachen.

Wie stark der Strom wird, der durch eine solche Röhre fließt, hängt innerhalb der Röhre von folgenden Gegebenheiten ab:

1. dem Katodenmaterial (seiner Emissionsfähigkeit),
2. der Temperatur der Katodenoberfläche,
3. der Anodenspannung (Anode gegenüber Katode),
4. dem Abstand zwischen Katode und Anode.

Natürlich spielt, wie wir schon wissen, in Gleichrichterschaltungen der Belastungswiderstand die Hauptrolle und muß den Anodenstrom begrenzen. Bei Verstärkerröhren wird hingegen, wie wir noch sehen werden, die Stärke des Anodenstroms durch die Spannung der verschiedenen Gitter bestimmt.

Eine Überlastung der Röhren würde zwei Folgen haben: eine beschleunigte Erschöpfung der Emissionsfähigkeit der Katodenoberfläche und, bei zu starker Erhitzung der Anode, Gasausbrüche aus dieser und dadurch „Vergiftung" der Katode. Alle Röhren dürfen daher nur nach den Angaben der Hersteller betrieben werden, die für alle Spannungen und Ströme Richt- und Grenzwerte angeben. Man findet sie z. B. in der „Röhren-Taschen-Tabelle" (im Franzis-Verlag). Falls erforderlich, muß in den Anodenkreis ein Widerstand eingeschaltet werden, der bei steigendem Strom durch erhöhten Spannungsabfall die Anodenspannung herabsetzt.

In **Bild 8.2** ist ein Wechselstromgenerator in die Anodenleitung geschaltet und der uns schon bekannte Ladekondensator C_l vorgesehen, der durch die Stromstöße aufgeladen wird. R bedeutet wieder den Verbraucher, und der danebengesetzte Pfeil gibt die Richtung des Stromes an. Mit gestrichelten Linien ist angedeutet, wie ein Halbleiter- oder Trockengleichrichter anstelle der Röhre anzuschalten wäre, um dasselbe zu erzielen. Dabei würde die Heizstromquelle natürlich wegfallen.

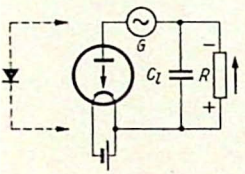


Bild 8.2. Einweg-Gleichrichtung mit Gleichrichterröhre (daneben Ersatzmöglichkeit der Röhre durch einen „Trockengleichrichter")

Bei Netzbetrieb würde man den Heizstrom auch aus einer Transformatorwicklung entnehmen, und die Schaltung würde dann etwa wie **Bild 8.3** aussehen. Dies ist schon ein Netzgleichrichter, wie er in Rundfunkgeräten einfacher Art früher häufig zu finden war, wobei R_{bel} den gesamten nachgeschalteten Verbraucher einschließlich der Siebung vorstellen soll.

Bei höherem Strombedarf und bei höheren Ansprüchen an die Brummfreiheit der erzeugten Spannung wird meist, wie in der 7. Stunde besprochen, die Doppelweggleichrichtung

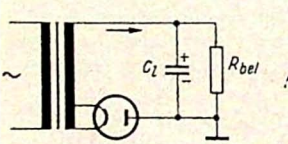


Bild 8.3. Einweg-Gleichrichtung mit Heizung der Gleichrichterröhre aus dem Netztransformator

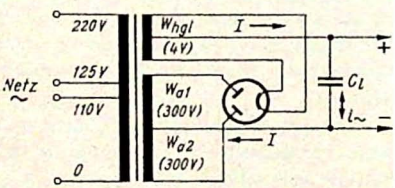


Bild 8.4. Doppelweg-Gleichrichtung mit Gleichrichterröhre

bevorzugt. Eine entsprechende Schaltung zeigt **Bild 8.4**. Benutzt wird dann eine Gleichrichterröhre mit zwei Anoden, und als Pluspol dient die Mittelanzapfung (oder ein Pol) der Heizwicklung, als Minuspol die Mittelanzapfung der Anodenspannungswicklung. Auch bei Röhrengleichrichtern stellt, von

der Gleichspannungsseite her gesehen, die *Gleichrichterkatode* den *positiven* Pol dar.

Alle besprochenen Röhren enthielten direkt geheizte Katoden, d. h. die Emissionsschicht ist bei ihnen, wie auch die Symbole andeuten, direkt auf den Heizfaden aufgetragen und wird auch über diesen an den Gleichstromkreis angeschlossen. Derartige Röhren sind verwendbar bei Heizung aus Batterien oder, wie gezeigt, zur Netzspannungsgleichrichtung, auf die ja dann noch eine Siebung folgt. Wollte man solche direkt geheizten Röhren mit Wechselstrom heizen und z. B. Hochfrequenz damit gleichrichten, also demodulieren, so würde man außer der gewünschten Tonfrequenz (Musik, Sprache) noch einen intensiven Brummton erhalten. Da der Heizfaden bei jeder Halbwelle aufgeheizt wird und sich bei jedem Nulldurchgang abkühlt, würde die Emission mit 100 Hz schwanken, denn die Katodentemperatur ist ja einer der Faktoren, welche die Emission beeinflussen. Das ergäbe einen 100-Hz-Ton, der außer dem gewünschten Signal hörbar würde. Er ließe sich auch nicht durch Filter herausholen, weil ja Störton und Signal im gleichen Frequenzgebiet lägen.

Für alle solche Fälle hat man die *indirekt geheizte Katode* geschaffen, die sich insbesondere in allen Verstärkerröhren für Netzempfänger findet. Ihr schematisches Schnittbild zeigt

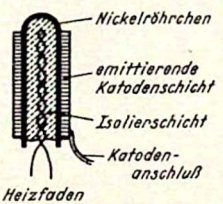


Bild 8.5. Schnitt durch eine indirekt geheizte Katode

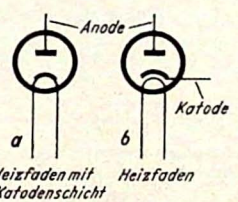


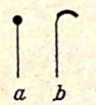
Bild 8.6. Symbole für a) direkt, b) indirekt geheizte Zweipolröhre

Bild 8.5. Der Heizfaden ist hier von der Katode vollständig isoliert. Er ist eingebettet in eine Isolierschicht, welche die Hitze auf das Kupfer- oder Nickelröhrchen überträgt, das seinerseits als Träger für die Emissionsschicht dient. Man wählt ein Isoliermaterial mit solcher Wärmeträgheit, daß das

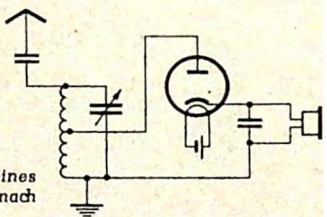
Katodenröhrchen bei Wechselstromheizung praktisch gleiche Temperatur hält.

Bild 8.6 stellt mit a und b noch einmal die Schaltsymbole für die beiden besprochenen Gleichrichterröhren nebeneinander. Am meisten begegnet man in der Praxis, besonders bei Verstärkerröhren, der Darstellung nach **Bild 8.7** für eine beheizte Katode, bei der der Heizfaden ganz weggelassen und nur noch die Katode durch ein Symbol dargestellt ist. Man wählt diese Darstellung zur Erhöhung der Übersichtlichkeit überall da, wo eine besondere Darstellung der Heizung nicht erforderlich ist. Jeder weiß, daß eine Röhre geheizt werden muß, und die jeweilige Heizart wird bei der Stromversorgung angegeben.

Bei Bild 8.6 taucht zum erstenmal die Bezeichnung *Zweipolröhre* auf, an deren Stelle man auch *Diode* sagt. Wir werden später noch Drei-, Vier- und Mehrpolröhren kennenlernen. Wichtig ist, daß der Heizfaden als solcher niemals mitgezählt wird. Erste Elektrode ist die Katode, danach die weiteren bis zur Anode. Diese Röhrenbezeichnungen werden übrigens, soweit entsprechende Halbleiterelemente bereits geschaffen werden konnten, auch auf diese angewandt. Insbesondere ist es üblich, von Halbleiter- oder *Germanium-Dioden* zu sprechen.



Links: Bild 8.7. Symbole für Katoden: a) allgemein, b) indirekt geheizt



Rechts: Bild 8.8. Röhrendiode anstelle eines Kristalldetektors in der Schaltung nach Bild 5.6

Mit einer solchen Gleichrichterröhre könnte man dann demodulieren, wenn sie durch einen genügend kleinen Abstand zwischen Katode und Anode für die geringen Hf-Spannungen geeignet wäre. Das ist der Fall bei allen sog. Röhren-Dioden, die zumeist zu mehreren in einem Kolben untergebracht oder kombiniert mit Verstärkerröhren gebaut werden. Sie dienen in größeren Empfängern zur Demodulation. Obwohl man diese Schaltung nicht anwenden würde, ist zum

Vergleich in **Bild 8.8** gezeichnet, wie unser früherer Empfänger (Bild 5.6) statt mit Detektor mit einer Röhrendiode geschaltet werden könnte. Die Heizung der Katode könnte hier mit Gleich- oder Wechselstrom bewirkt werden. Tatsächlich benutzte Schaltungen lernen wir später kennen.

Prüfungsfragen zur 8. Stunde:

8a: Auf welchen Erscheinungen beruht der Stromdurchgang durch die üblichen Radioröhren?

8b: Mit welcher Geschwindigkeit prallen in einer Senderöhre die Elektronen auf die Anode, wenn die Anodenspannung $U_a = +5\,000$ V beträgt?

8c: Was befindet sich in dem freien Raum innerhalb des Kolbens von Radioröhren (abgesehen von Elektroden und Halterungen)?

8d: Was versteht man unter einer indirekt geheizten Röhre?

8e: Was versteht man unter einer Diode?

9. STUNDE

Halbleiter

Nachdem in der Radiotechnik die Elektronenröhren immer mehr durch Halbleiter-Bauelemente verdrängt werden, soll deren Funktion hier in den Grundzügen erklärt werden.

Als *Gleichrichtermaterial* begegnen uns vier Arten von Halbleitern: am seltensten *Kupferoxydul* (in Meßgleichrichtern, **Bild 9.1**), häufiger *Selen* in Säulen nach Bild 7.7 (meist eingebaut in Schutzgehäuse) oder als Flachgleichrichter nach **Bild 9.2.** Beide Arten werden auch als Brückengleichrichter geliefert und haben dann vier Anschlüsse ähnlich Bild 9.1. Kupferoxydul- und Selengleichrichter gibt es seit Jahrzehnten, und sie wurden nur in Leistung und Form fortentwickelt. Bei ihnen sind aber verhältnismäßig große Flächen erforderlich. Die sich daraus ergebenden Kapazitäten machen ihre Verwendung für Hochfrequenzgleichrichtung unmöglich. Aus dem zu Anfang erwähnten Kristalldetektor aber sind inzwischen nach einem fast unglaublichen Aufwand an Forschungs- und Entwicklungsarbeit die neuzeitlichen *Germanium-* (und *Silizium-) Dioden* und darüber hinaus die aus den gleichen Materialien gefertigten Transistoren hervorgegangen.

Bei dem in Bild 1.4 gezeigten Kristalldetektor war auf einer Seite ein Stück natürlichen Kristalls befestigt, auf das eine federnde Drahtspitze mit leichtem Druck aufgesetzt wurde. Seine Konstruktion bedeutete damals einen großen Fortschritt. (Ferdinand Braun hatte die wissenschaftlichen Grundlagen schon 1874 veröffentlicht, eine praktisch brauchbare Ausführung aber erst 1901 erfunden und sie erst 1906 in die Praxis eingeführt.) Man benutzte dann verschiedene Kristalle, am häufigsten wohl Bleiglanz und Silizium.

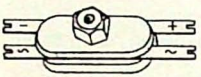


Bild 9.1. Kupferoxydul-Gleichrichter (Maikäfer) für Meßinstrumente

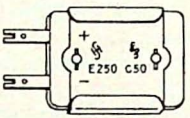


Bild 9.2. Selen-Flachgleichrichter in Einwegschaltung

Die oben erwähnten ausgedehnten Forschungsarbeiten führten nun zu *Silizium* und *Germanium* als zunächst am besten geeignet, und man entdeckte, daß eine sog. *Grenzschicht* bei der Gleichrichtung eine entscheidende Rolle spielt.

Germanium und Silizium sind *Halbleiter*. Das bedeutet, daß sie in ihrer Leitfähigkeit zwischen Leitern und Isolatoren liegen. Ihr Widerstand ist, rund gerechnet, das Millionenfache desjenigen der üblichen Leitermetalle. Allerdings bezieht sich diese Angabe auf Material von einer Reinheit, wie sie bis zu den erwähnten Arbeiten nicht nur bei diesen Stoffen, sondern überhaupt unbekannt war (soweit er nicht in der Natur absolut rein zu finden war). Um stets die gleichen Eigenschaften zu erzielen, mußte man diese außergewöhnlichen Reinheitsforderungen stellen und dafür erst ganz neue Reinigungsverfahren entwickeln. Bei den jetzt verwandten Materialien erreicht man, daß auf 10^{10} Atome des Grundmaterials nicht mehr als ein Störatom kommt. Als solche gelten die Atome aller Stoffe, welche eine andere Wertigkeit haben als Germanium und Silizium, die beide vierwertig sind. Andere, ebenfalls vierwertige Stoffe, wie z. B. Blei, Zinn oder Kohlenstoff, brauchten nicht so weit vermindert zu sein.

Für den genannten Reinheitsgrad gibt Telefunken einen eindrucksvollen Vergleich: Wenn der gesamten Menschheit prozentual so viele schlechte Menschen angehörten, wie hier Störatome zugelassen werden, so gäbe es auf der ganzen Erde nur einen einzigen schlechten Menschen, und auch der wäre nicht einmal ganz schlecht.

Um diese Reinheit zu erzielen, gießt man das nach allen Regeln der Kunst physikalisch und chemisch gereinigte Material in Barren und läßt durch diese in Längsrichtung schmale Schmelzzonen hindurchlaufen, zwischen denen das Material

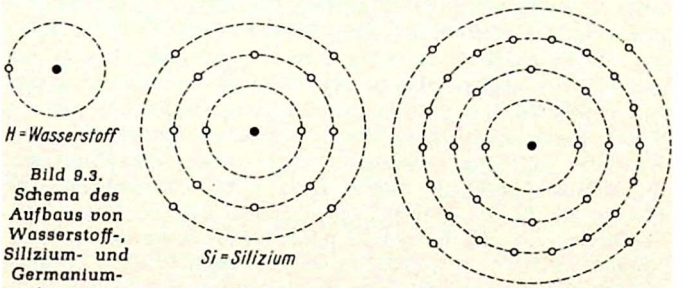


Bild 9.3. Schema des Aufbaus von Wasserstoff-, Silizium- und Germanium-Atomen

immer wieder erstarrt. Jedesmal beim Erstarren, der *Rekristallisation*, werden weniger Fremdatome in das Kristallgitter mit eingebaut, die übrigen weichen in die flüssige Zone aus. Das Verfahren wird so lange wiederholt, bis der erforderliche Reinheitsgrad erreicht und die Verunreinigungen in den Enden der Barren angesammelt sind, die man dann abschneiden kann. Die Kontrolle so übersteigerter Reinheitsgrade ist nur noch durch Leitfähigkeitsmessungen möglich.

Derart gereinigtes Material würde, bis in die Nähe des absoluten Nullpunktes abgekühlt, einen vollkommenen Isolator darstellen (viele Metalle weisen bei dieser Temperatur „Supraleitfähigkeit" auf!). Im Gegensatz zu den Metallen besitzen die *reinen Halbleiter* bei Tiefsttemperaturen keine frei beweglichen Ladungsträger (im Falle der Metalle: Elektronen), dagegen steigt die Leitfähigkeit mit der Temperatur.

Bild 9.3 zeigt rein schematisch den Atomaufbau von Wasserstoff, Silizium und Germanium und die Anordnung der um

den Kern kreisenden Elektronen in „Schalen". Jeweils die äußerste Schale ist hier unvollständig besetzt. Mit dem wirklichen Aussehen hat diese Darstellung allerdings wenig zu tun, sie zeigt nur die Anordnung im Prinzip. Man könnte ein Atom mit mehreren Elektronen wohl am besten als einen Ball durcheinanderwirbelnder Energie beschreiben, wobei diesem Durcheinanderwirbeln aber jeweils eine ganz bestimmte Ordnung zugrunde liegt.

Germanium besitzt 2+8+18+4 Elektronen auf vier Schalen, *Silizium* 2+8+4 Elektronen auf drei Schalen. Die Elektronen der äußersten Schale, die sog. *Valenzelektronen* (= Wertigkeits-E.) bestimmen die chemische Wertigkeit des Elements und auch den Aufbau des Kristallgitters. Bei Metallen kommen sie für die Elektrizitätsleitung in Frage. Bei Germanium und Silizium sind sie aber in der Weise im Kristall gebunden, wie es **Bild 9.4** darstellt. Es zeigt die kleinste Einheit des bei diesen Materialien vorhandenen Kristallaufbaus vom „Diamanttyp", eine sog. „Elementarzelle". Diese wiederholt sich im Kristall unzählige Male nach allen Richtungen. Die Elementarzelle ist würfelförmig und wurde hier zur Verdeutlichung in acht Teilwürfel unterteilt gezeichnet. In Wirklichkeit existiert natürlich keine der gezeichneten Begrenzungen, alle Atome schweben frei im Raum.

In der Mitte jedes zweiten Teilwürfels befindet sich ein Zentralatom, das nach vier Seiten durch je eines seiner Valenzelektronen (im Bilde durch Schleifen dargestellt) an Atome gebunden ist, die sich an vier der Ecken jedes Teilwürfels befinden. Diese Eckenatome gehören mit je einem Achtel zu den acht Teilwürfeln, die an jeder Ecke zusammenstoßen. In vier dieser Teilwürfel strecken auch sie je einen (Elektronen-)Arm hinein, der jeweils zusammen mit dem in gleicher Richtung entgegenkommenden Arm des nächsten Zentralatoms eine Bindung herstellt. Sie besteht in dieser Form zwischen je zwei benachbarten Atomen. Um das möglichst deutlich darzustellen, wurden die Elektronen als miteinander verhakte Schlaufen gezeichnet, soweit beide Atome zu der dargestellten Elementarzelle gehören, dagegen gestrichelt, soweit sie in benachbarte Elementarzellen hineinreichen, die nicht mit dargestellt sind. Ausdrücklich sei aber nochmals betont, daß dies eine reine Modellvorstellung ist, daß es in Wirklichkeit weder kugelförmige Atome noch schlaufenförmige Arme gibt und schon gar nicht die gezeich-

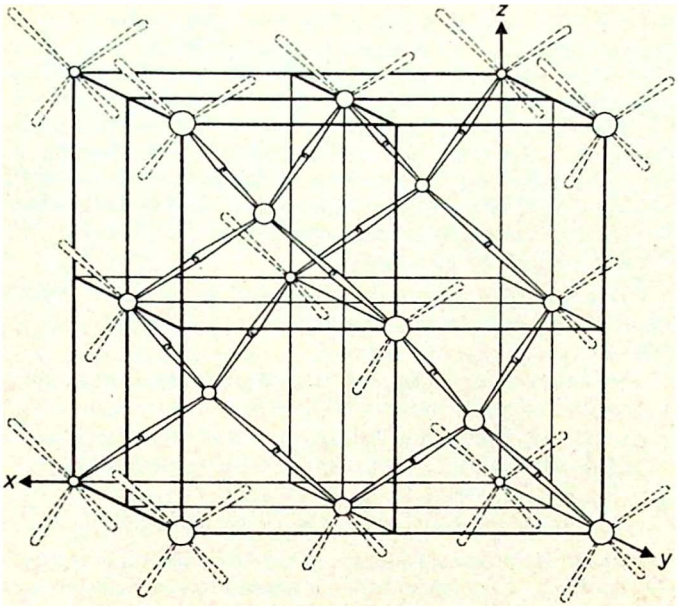


Bild 9.4. Schema des Kristallaufbaus beim „Diamanttyp", gültig für Germanium, Silizium u. a.

neten Zellen. In Wirklichkeit ist da eine unzählbare Menge von Atomen ($4{,}4 \cdot 10^{19}$ im Kubikmillimeter) vorhanden, deren Aussehen wir uns nicht vorstellen können. Sie bilden in dieser gegenseitigen Anordnung ein nach allen Seiten gleichmäßiges Raumgitter, wie wir es darzustellen versuchten. Darin sind stets die benachbarten Atome durch Elektronenpaare aneinander gebunden.

Bild 9.4 zeigt den Zustand bei $-273\,^{\circ}\mathrm{C}$. Alle Elektronen sind im Kristall festgelegt und können sich auch unter dem Einfluß einer angelegten Spannung nicht bewegen. Der Kristall ist in diesem Zustand ein *Nichtleiter*. Steigt die Temperatur, d. h. wird Energie in Form von Wärme zugeführt, so beginnen die Atome in allen nur denkbaren Richtungen hin- und herzuschwingen. Diese Schwingungen werden mit steigender Temperatur immer stärker. Wenn sich zwei benachbarte Atome zufällig in entgegengesetzter Richtung bewegen,

kann die Bindung zwischen ihnen aufreißen. Es werden in diesem Falle zwei Elektronen freigesetzt, von denen eines oder beide sich unter dem Einfluß einer Spannung als Leitungselektronen fortbewegen können. Je höher die Temperatur, desto größer wird die Anzahl der verfügbaren Leitungselektronen, also auch die Leitfähigkeit. Durch Energie in Form von Licht werden ebenfalls Ladungsträger freigesetzt. Das ermöglicht einerseits die Herstellung von Fotoelementen, zwingt aber andererseits zum Abschirmen von Dioden und Transistoren gegen Lichteinfall.

Wir haben also bisher die folgenden besonderen Eigenschaften von *hochreinem Germanium und Silizium* kennengelernt:

1. Beim absoluten Nullpunkt der Temperatur sind beide Materialien vollkommene Nichtleiter.
2. Bei Zimmertemperatur weisen sie den etwa millionenfachen Widerstand der bekannten Leitermaterialien auf.
3. Bei steigender Temperatur werden immer mehr Ladungsträger frei, und die Leitfähigkeit nimmt entsprechend zu.

Vornehmlich die letzte Eigenschaft ist sehr wichtig und spielt für die Praxis eine große Rolle. Namentlich bei Transistoren erfordert sie besondere Maßnahmen.

Wenn nun ein freigewordenes Elektron seinen Platz verläßt und sich im Kristallgitter fortbewegt (das geschieht nicht nur unter dem Einfluß einer angelegten Spannung, sondern auch spontan [≈ freiwillig, von selbst]), hinterläßt es eine „Fehlstelle" oder ein *Loch*. Das Atom, von dem es abwanderte, hat nun ein Elektron zu wenig und ist damit zum positiven Ion geworden. Dieses Ion kann sich, wenn Elektronen durch das Gitter wandern, eines davon einfangen. Man nennt das *Rekombination* (= Wiedervereinigung). Dafür würde nun aber dort, woher dieses Elektron kam, ein „Loch" offenbleiben. Insbesondere unter dem Einfluß entsprechender Spannungen werden die Elektronen aus Nachbaratomen, sobald sie frei werden, die benachbarten Löcher auffüllen und ihrerseits wieder ein Loch hinter sich zurücklassen. Weil es sich um Stellen handelt, die sich wie positive Gegenstücke zu den Elektronen verhalten und nur dort vorhanden sind, wo ein Elektron abwanderte, nennt man diese „Löcher" korrekter auch *Defektelektronen*.

Es entsteht also dann ein „Löcherstrom" entgegen der Richtung des Elektronenstroms. Der in einem reinen *Halbleiter* fließende elektrische Strom besteht mithin aus einem *Elektronenstrom* bzw. einem ihm entgegen fließenden *Löcherstrom*. In allen *Leitern* sind hingegen immer genügend frei bewegliche Leitungselektronen vorhanden, die zum Stromtransport zur Verfügung stehen, ohne daß sie erst durch Wärmebewegungen von den Atomen losgerissen werden müssen. Hier sinkt sogar die Leitfähigkeit mit der Temperatur.

Wenn man sich Elektronen- und Löcherstrom an einem Vergleich klarmachen will, so denkt man vielleicht am besten an ein Nonstop-Kino, bei dem die Zuschauer in ganz unregelmäßiger Folge einzeln zuströmen und ebenso unregelmäßig wieder weggehen. Der Zuschauerraum mit den Sitzreihen soll dabei unserem Kristallgitter entsprechen, der Zugang von der einen Seite der Zuleitung, der Abgang auf der anderen Seite der Ableitung. Die Zuschauer aber sollen die Elektronen darstellen. Im Zuschauerraum befindet sich dann immer eine Anzahl von leeren Plätzen, „Löchern". Neu Hinzukommende (≙ Elektronen) werden sich auf einen der nächsten freien Sitze setzen. Sobald sie neben sich einen leeren Platz mit besserer Sicht erspähen, werden sie dorthin weiterrücken und hinter sich wieder ein „Loch" zurücklassen. Gelegentlich werden die Ordner zum Weiterrücken auffordern. Dadurch werden in der Nähe des Abgangs Löcher aufgefüllt und nahe dem Zugang gleich viele „aufgerissen". Schließlich verlassen die Zuschauer auf der anderen Seite wieder das „Gitter". Immer bleibt hinter jedem zuerst ein Loch offen, das dann langsam zur Eingangsseite hinüberwandert. Solche „Löcher" kann es aber nur innerhalb der Sitzreihen (≙ dem Halbleiter) geben, während in Zu- und Abgang nur Zuschauer (≙ Elektronen) auftreten können. Es ist aus diesem Vergleich auch ersichtlich, daß die Zuschauer viel beweglicher sind als die Löcher, die ja nur freigegeben werden. Man kann aber sagen, daß sie laufend vom Ausgang zum Zugang wandern. So ähnlich muß man sich die entgegengesetzte Wanderung von Elektronen und Löchern vorstellen, die nur im Halbleiter vorkommt. Wir brauchen aber diese Vorstellung vom Löcherstrom, um den Mechanismus des Transistors zu verstehen.

Man könnte auf den Gedanken kommen, daß solche Vorgänge von der Elektrolyse her bekannt seien, wo ja positive

und negative Ionen in entgegengesetzter Richtung den Stromtransport bewirken. Der entscheidende und äußerst wichtige Unterschied liegt aber darin, daß bei unseren Halbleitern reine Ladungsträger, nämlich Elektronen und Defektelektronen, losgelöst von den Atomen, weiterwandern, die Atome aber an ihrem Platz verbleiben. Hingegen wandern bei der Elektrolyse Ionen, die durch Zerlegung von Molekülen entstanden sind und diese „verbrauchen". Eine Ionenwanderung in einem geeigneten Festkörper würde diesen also in einer gewissen Zeit unbrauchbar machen. Im Halbleiter bewegen sich jedoch nur Ladungen. Es handelt sich hier demnach um einen reinen Leitungsmechanismus, den unsere Halbleiterelemente genauso tausend Jahre lang aushalten können wie ein Leitungsdraht, sofern sie nicht durch Überlastung oder äußere Einwirkung geschädigt oder zerstört werden. Darin liegt ja auch einer der Vorzüge gegenüber Röhren.

Aus unseren Überlegungen geht hervor, daß im Halbleitermaterial immer nur dort ein „Loch" entsteht, wo ein freigewordenes Elektron abwandert. Da eines das andere bedingt, spricht man von *Paarbildung*. Wir haben also noch eine weitere wichtige Erkenntnis gewonnen:

4. In *reinem* Germanium oder Silizium sind immer gleich viele Elektronen und Löcher vorhanden. Wie viele derartige Paare vorhanden sind, hängt nach Ziffer 3 dieser Aufstellung von der Temperatur des Materials ab.

Die auf Grund dieser Paarbildung sich ergebende Leitfähigkeit nennt man *Eigen-* oder *Intrinsic-Leitfähigkeit*, auch kurz *i-Leitfähigkeit*.

Prüfungsfragen zur 9. Stunde

9a: Welche Eigenschaften sind den z. Z. für Dioden und Transistoren gebräuchlichen Halbleitern Germanium und Silizium gemeinsam?

9b: Warum macht man sich die Mühe, das Material auf einen außergewöhnlich hohen Reinheitsgrad zu bringen?

9c: Inwiefern verhalten sich metallische Leiter und die hier besprochenen Halbleiter genau entgegengesetzt?

9d: Was versteht man unter Paarbildung?

9e: Können Sie erklären, wo die Löcher bleiben, wenn sie an den negativen Anschluß des Halbleiters gelangen?

10. STUNDE

Vom p- und n-leitenden Halbleitermaterial

Das in der letzten Stunde besprochene hochgereinigte Halbleitermaterial ist in dieser Form für die Herstellung von Gleichrichtern und Transistoren ungeeignet und dient nur als Grundmaterial dafür. Wenn im folgenden der Einfachheit halber nur vom ursprünglich bevorzugten Germanium gesprochen wird, so gilt doch infolge des übereinstimmenden Kristallaufbaus genau das gleiche für Silizium, das jetzt immer häufiger verwendet wird, besonders auch für die „integrierten Schaltungen (IS)".

Die Leitfähigkeit des reinen Germaniums ist, wie gesagt, gering. Man erhöht sie durch genau bemessene Legierungszusätze zu den erneut eingeschmolzenen Reinstgermanium-Barren. Da die erstarrte Schmelze aus sehr vielen Einzelkristallen bestehen würde, deren Grenzflächen die Leitfähigkeit in unkontrollierbarer und unerwünschter Weise verändern würden, zieht man aus der so *dotierten* (= ausgestatteten, beschenkten) oder *gedopten* (≈ geimpften) Schmelze auf kunstvolle Weise einen langen, stangenförmigen *Einkristall*. Darunter versteht man einen in seinem Aufbau völlig einheitlichen und weit gleichmäßigeren Kristall, als er sich sonst bei ungelenkter Kristallisation bilden würde. Diesen zersägt man in Plättchen, die je nach ihrer Bestimmung verschieden dünn sind (≈ 0,1 mm). Nach sorgfältiger Bearbeitung der Flächen werden diese Plättchen in die winzigen Stücke zerlegt, die man für Dioden und Transistoren braucht.

Zum *Dotieren* verwendet man Stoffe, die auf der äußersten Atomschale entweder drei oder fünf Valenz-Elektronen haben, also eines weniger oder mehr als Germanium. Geeignete Elemente mit drei Valenz-Elektronen sind z. B. *Indium*, *Gallium* und *Aluminium*, mit fünf Valenz-Elektronen verwendet man vorzugsweise *Arsen* oder *Antimon* oder auch *Phosphor*.

Um zu zeigen, wie sich solche *Dotation* auswirkt, ist in **Bild 10.1** ein Ausschnitt aus dem Germaniumgitter mit einem einlegierten *Arsenatom* in vereinfachter Weise gezeichnet (es könnte genauso Antimon oder Phosphor sein). Auf die schwer überschaubare räumliche Darstellung wurde hier verzichtet und die betrachteten Atome in einer Ebene dargestellt, da

ja nur das Prinzip klargelegt werden soll. Man sieht, daß vier Valenzelektronen des Arsens dessen Einbau in das Germaniumgitter übernommen haben. Das fünfte Elektron aber findet keine Bindung. Es steht als frei beweglicher Ladungsträger zur Verfügung und wird zu einer thermischen (= Wärme-) Zickzackbewegung in das Kristallgitter entlassen.

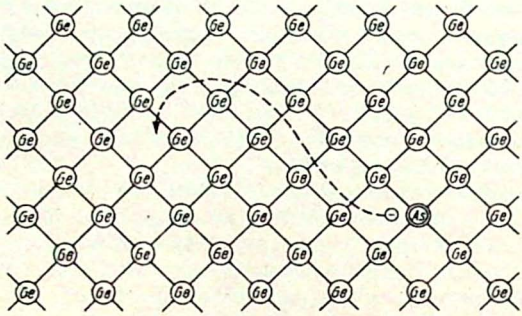


Bild 10.1. Germanium-Kristallgitter (vereinfacht dargestellt) mit eingebautem „Donator" Arsen. Das nicht für den Kristallaufbau benötigte fünfte Elektron kann sich im Kristallgitter bewegen

Bild 10.2 zeigt den Fall, daß mit einem dreiwertigen Element, z. B. *Indium* (Gallium oder Aluminium) dotiert wurde. Diesem fehlt ein Elektron für die vierte Bindung. Es entsteht also hier ein *Loch* im Kristallaufbau, das in aller Kürze durch ein von einem anderen Atom abgewandertes Elektron aufgefüllt werden wird. Dieses hinterläßt aber nun selbst ein Loch, das jetzt seinerseits durch ein anderes Elektron aufgefüllt wird usf. Diese Löcher benehmen sich also genau wie positive Ladungen und können als solche betrachtet werden.

Im ersten Falle entsteht ein Überschuß an freien Elektronen, also an negativen Ladungsträgern. Solches Material bezeichnet man daher als n-leitendes oder einfach *n-Germanium*. Im zweiten Falle, in dem ein Überschuß an positiven Ladungsträgern (Löchern) entsteht, spricht man sinngemäß von p-leitendem oder *p-Germanium*. Da fünfwertige Zusatzelemente die Zahl der frei beweglichen Elektronen vermehren, nennt man sie *Donatoren* (= Geber, Schenker). Umgekehrt bezeichnet man die dreiwertigen Zusatzelemente, welche von anderen Atomen Elektronen abziehen, als *Akzeptoren* (= Empfänger).

Zwei Sachverhalte müssen bezüglich der dotierten Materialien besonders beachtet werden:

1. n-Germanium weist nicht etwa eine negative Ladung auf und p-Germanium auch keine positive. Die zusätzlichen Elektronen im n-Germanium stammen ja von fünfwertigen Atomen mit fünf ihnen entsprechenden Kernladungen. Ent-

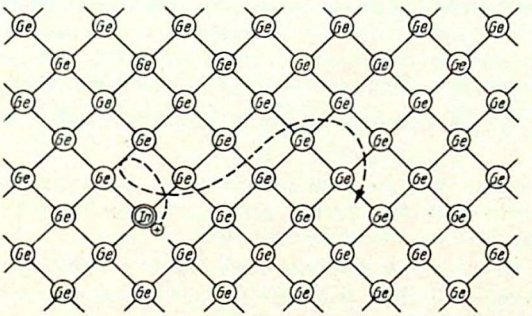


Bild 10.2. Germanium-Kristallgitter mit eingebautem „Akzeptor" Indium. Das „Loch" wird durch ein von einem Nachbaratom abgewandertes Elektron aufgefüllt und bewegt sich daher durch das Kristallgitter fort wie ein positiver Ladungsträger

fernt sich also das fünfte (nicht in das Gitter eingebaute) Elektron von seinem Atom, so bleibt dort eine ungesättigte positive Kernladung zurück. Das Material als Ganzes ist demnach weiterhin elektrisch neutral, denn es enthält die gleiche Anzahl von positiven und negativen Ladungen. Genau das gleiche gilt vom p-Germanium.

2. Die Zahl der Ladungsträger ändert sich durch die Dotierung entsprechend dem *Massenwirkungsgesetz*. Im undotierten Material haben wir eine nur von der Temperatur abhängige Anzahl von Ladungsträgerpaaren. Sie heißt n_i nach der *Intrinsic-Leitfähigkeit*. Bei *dotiertem Material* unterscheidet man n_n *negative* und n_p *positive Ladungsträger*. Es ist dann stets:

$$n_n \cdot n_p = n_i \cdot n_i \; (= n_i^2)$$

für die gleiche Kristalltemperatur. Daraus lassen sich die jeweiligen Ladungsträgerzahlen berechnen. Bei Germanium ist z. B. bei Zimmertemperatur

$$n_i = 2{,}5 \cdot 10^{13}/\mathrm{cm}^3.$$

Die Gesamtzahl der positiven und negativen Ladungsträger im undotierten Material ist dann

$$2 \cdot 2{,}5 \cdot 10^{13}/cm^3 = 5 \cdot 10^{13}/cm^3$$

bei 20 °C. Gleichzeitig ist

$$n_i^2 = 6{,}25 \cdot 10^{26}/cm^6.$$

Wird jetzt dieses Material so dotiert, daß bei gleicher Temperatur $10^{16}/cm^3$ bewegliche Elektronen vorhanden sind, so errechnet sich n_p wie folgt:

$$n_p = n_i^2 : n_n = 6{,}25 \cdot 10^{26}/cm^6 : 10^{16}/cm^3 = 6{,}25 \cdot 10^{10}/cm^3.$$

Die Summe aller Ladungsträger im Kubikzentimeter ist dann

$$10^{16} + 6{,}25 \cdot 10^{10}.$$

Das ist etwa das Zweihundertfache der Ladungsträger im undotierten Material. Daraus ergibt sich ein Verhältnis der Ladungsträger in diesem Beispiel von

$$n_p : n_n = 6{,}25 \cdot 10^{10}/cm^3 : 10^{16}/cm^3 = 1 : 160\,000.$$

Hätte man so dotiert, daß bei Zimmertemperatur 10^{17} freie Elektronen im Kubikzentimeter vorhanden wären, so ergäbe das gegenüber Intrinsic-Material etwa das Zweitausendfache an Ladungsträgern, und das Verhältnis der positiven zu den negativen wäre dann *1 : 16 000 000*. Man spricht deshalb auch von *Überschußleitung* und von *Mehrheits-* oder *Majoritätsträgern* (im n-Material die Elektronen) und von *Minderheits-* oder *Minoritätsträgern* (im n-Material die Löcher). Wo im Halbleiter Elektronen den Stromtransport besorgen, spricht man (seltener) von *Überschußleitung*, wo Löcher es tun, von *Mangelleitung*.

Die Zahl der vorhandenen Ladungsträger hängt, wie gesagt, von der Temperatur ab, und damit ändert sich natürlich auch das Verhältnis von positiven zu negativen Ladungsträgern im dotierten Material. Außerdem ist auch die Stärke der Dotierung keineswegs stets gleich, sondern bei den verschiedenen Typen unterschiedlich.

Die entscheidenden Vorgänge spielen sich nun in der sog. *Grenzschicht* ab, d. h. dort, wo n- und p-Germanium aneinandergrenzen. Man erzielt dieses Aneinandergrenzen im allgemeinen dadurch, daß man z. B. in n-Material so viele dreiwertige Atome einlegiert, daß mindestens in einer dünnen Schicht die Löcher in der Überzahl sind, daß also p-Material entsteht. Man kann einsehen, daß auch eine verhältnismäßig dünne Schicht genügt, um die beabsichtigte Wirkung zu erzie-

len, wenn man bedenkt, daß in einem Kubikmillimeter Germanium 4,4 · 10^{19} Atome enthalten sind. Selbst eine sehr dünne Schicht enthält also eine für uns unvorstellbare Zahl von Atomen und sogar von Ladungsträgern. Die *Grenzschicht*, auf die es für die Funktion hier ankommt, ist tatsächlich nur wenige µm dick.

In **Bild 10.3** ist der Schnitt durch ein zusammenhängendes Stück Germanium dargestellt, das links n- und rechts p-dotiert ist. Der Trennungsstrich bedeutet nicht, daß hier zwei Stücke aneinandergrenzen, sondern er bezeichnet in einem zusammenhängenden Stück die Schicht, in der durch die einlegierten Akzeptoren der Überschuß an Elektronen im n-Germanium genau kompensiert (= ausgeglichen) ist oder umgekehrt. Mit anderen Worten: Dargestellt ist ein Schnitt durch ein zusammenhängendes Germaniumstück (natürlich riesenhaft vergrößert), in dem eine n-Zone und eine p-Zone aneinandergrenzen, etwa so wie bei Überfanggläsern die verschieden eingefärbten Glasschichten, die trotzdem einen zusammenhängenden Glaskörper bilden. Auch mit einem oberflächengehärteten Stahlstück könnte man es vergleichen, in dem ebenfalls weicher und harter Stahl direkt ineinander übergehen. Der die Grenze markierende Strich bedeutet nur die hauchdünne *Kompensationsschicht*, die weder n- noch p-Leitfähigkeit, sondern Intrinsic-Leitfähigkeit aufweist. Wir wollen sie, um die fehlende Dicke auszudrükken, als *Grenzfläche* bezeichnen.

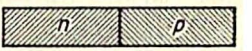


Bild 10.3. Schnitt durch ein Kristallstückchen mit aneinandergrenzenden n- und p-Zonen

Für den Mechanismus unserer Halbleiter-Elemente ausschlaggebend ist nun die *Grenzschicht*, die sich zu beiden Seiten dieser Grenzfläche bildet. Hier erinnern wir uns: Wir sprachen schon früher davon, daß infolge der Wärme alle Atome, damit zugleich aber auch alle freien Ladungsträger, schwirrende Bewegungen ausführen. Das bewirkt, daß aus der n-Zone eine gewisse Zahl von Elektronen in die p-Zone und umgekehrt aus der p-Zone Löcher in die n-Zone hinüberwandern, man sagt „diffundieren" (≈ gegenseitig durchdringen). In gewisser Weise erinnert der Vorgang an den Austritt von Elektronen aus erhitzten Katoden.

Auf diese Weise bildet sich eine Spannungsdifferenz zwischen beiden Zonen aus, und zwar auf folgende Art: Ein Elektron, das aus der n- in die p-Zone diffundiert, bringt der

p-Zone eine negative Ladung gegenüber dem vorher neutralen Zustand. Gleichzeitig bleibt die zugehörige positive Kernladung in der n-Zone zurück. Wenn also ein Ladungsträger in die andere Zone diffundiert, so ergibt sich daraus ein Spannungsunterschied von zwei Elementarladungen. Die n-Zone wird positiv gegen die p-Zone.

Wenn ein Loch aus der p-Zone in die n-Zone diffundiert, so wird dadurch ebenfalls die n-Zone um eine Elementarladung positiver. In der p-Zone bleibt die negative Ladung zurück, die das abgewanderte Loch bisher neutralisierte. Also auch durch Diffusion eines Loches entsteht ein Spannungsunterschied von zwei Elementarladungen, und zwar mit der gleichen Polarität wie oben: p-Zone negativ, n-Zone positiv.

Natürlich können nicht beliebig viele Ladungsträger in die andere Zone wandern. Die sich ausbildende Spannungsdifferenz setzt dem bald eine Grenze, und es bildet sich ein Gleichgewichtszustand aus. Zu beiden Seiten der Grenzfläche entsteht eine *Grenzschicht*, auch *Raumladeschicht* oder *Sperrschicht* genannt, wie **Bild 10.4** andeutet.

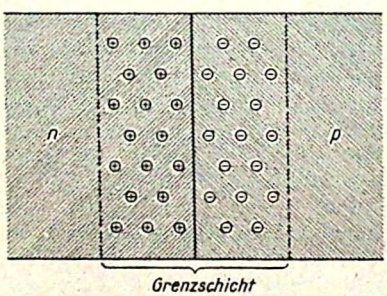


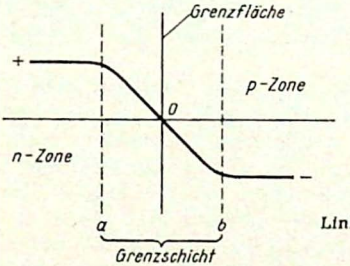
Bild 10.4. Ausbildung der Grenzschicht durch Eindiffundieren von Löchern in die n-Zone und von Elektronen in die p-Zone

In **Bild 10.5** ist der Potentialverlauf zwischen der positiven n-Zone und der negativen p-Zone dargestellt. Die Grenzschicht liegt zwischen den gestrichelten Begrenzungslinien bei a und b. Da die Spannung zwischen beiden Punkten von der höchsten (hier möglichen) positiven zur höchsten negativen wechselt, liegt zwischen diesen beiden Punkten ein entsprechendes Spannungsgefälle, das in der Grenzfläche durch Null geht. Wie hoch dieses Spannungsgefälle und wie breit die Grenzschicht ist, hängt von der jeweiligen Dotierung usw. ab und soll hier außer Betracht bleiben.

Wichtig für uns ist, daß sich frei bewegliche Ladungsträger dort, wo ein Spannungsgefälle herrscht, unter dessen Einfluß zum Gegenpol bewegen. Die Elektronen wandern also in die positiv aufgeladene n-Zone, die Löcher in die negativ geladene p-Zone. Die Grenzschicht selbst wird dadurch frei von allen beweglichen Ladungsträgern.

Wie verhält sich nun ein solches Halbleiter-Element, das ja zwei Pole hat und daher eine *Diode* darstellt, wenn es in eine Schaltung eingefügt wird? Es sind drei Fälle denkbar:

1. Die beiden Pole werden nach **Bild 10.6** mit einer Stromquelle so verbunden, daß der positive Pol an der n-Zone und



Links: *Bild 10.5. Spannungsgefälle innerhalb der Grenzschicht*

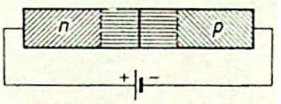


Bild 10.6. Anschluß einer Kristalldiode in Sperrichtung

der negative an der p-Zone liegen. Dann werden aus der n-Zone Elektronen abgezogen, die zum Pluspol der Stromquelle wandern. Die Grenzschicht auf seiten der n-Zone wird also noch positiver und breiter. Umgekehrt fließen vom negativen Pol der Stromquelle Elektronen in die p-Zone und füllen viele Löcher auf. Das Spannungsgefälle zwischen beiden Zonen und gleichzeitig damit auch die Breite der Grenzschicht vergrößern sich. Da in der Grenzschicht keine freien Ladungsträger verfügbar sind (sie sind ja nach entgegengesetzten Seiten abgewandert), kann die Stromquelle keinen Strom durch die Diode treiben, sie *sperrt*, und je höher die Spannung, um so breiter die Sperrschicht (dabei ist Voraussetzung, daß keine höhere als die zulässige Spannung angelegt wird, da sonst ein Durchbruch erfolgen würde).

Sie sperrt aber nur, soweit die *Majoritätsträger* in Frage kommen. Die Elektronen der n-Zone können wohl zu einem Teil zum positiven Pol der Stromquelle wandern, bis sich hier ein Gleichgewichtszustand ausgebildet hat, durch die Grenzschicht hindurch zur negativ aufgeladenen p-Zone können sie aber nicht fließen, denn das dort entgegenstehende

gleichnamige Potential stößt sie ja ab. Sinngemäß das gleiche gilt für die Majoritätsträger der p-Zone. Auch sie können nicht durch die Grenzschicht hindurch, denn die n-Zone ist ja positiv aufgeladen und stößt sie ab. Ein fortlaufender Strom durch die Diode hindurch, wie er sonst durch eine Stromquelle verursacht wird, ist nicht möglich, *soweit die Majoritätsträger in Betracht kommen.*

Ganz anders sieht es für die *Minoritätsträger* aus. Soweit in der p-Zone noch freie Elektronen vorhanden sind (und eine geringe Zahl ist, wie wir wissen, immer da bzw. entsteht laufend neu), ist für diese die Polung richtig, und sie können zur positiven n-Zone fließen. Sinngemäß das gleiche gilt für die in der n-Zone verfügbaren Löcher, die zur negativen p-Zone fließen werden.

Man kann diesen Sachverhalt mit einem Vergleich auch so erklären: Die Majoritätsträger, die gegen die gleichpolige Spannung anlaufen würden, müßten gewissermaßen einen Berg hinaufklettern. Das tun sie nicht. Den Minoritätsträgern steht jedoch ihr Gegenpol gegenüber, der sie anzieht. Im gleichen Bild: Die Minoritätsträger können hier einen Abhang hinunterrutschen (hinabrodeln), und das tun sie natürlich. Der so zustandekommende Strom in *Sperrichtung* oder *Sperrstrom* bleibt trotzdem im allgemeinen gering, weil nur so wenig Minoritätsträger verfügbar sind. Einem Strom von 1 mA entspricht nämlich der Durchfluß von $6{,}3 \cdot 10^{15}$ Elementarladungen je Sekunde, zu 1 µA gehören also immer noch 6,3 Billionen Ladungsträger in jeder Sekunde!

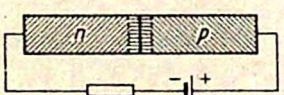


Bild 10.7. Anschluß einer Kristalldiode in Durchlaßrichtung

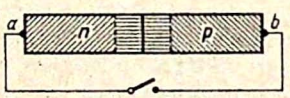


Bild 10.8. Kurzschluß der freien Enden einer Kristalldiode

2. Wird die Stromquelle nach **Bild 10.7** umgekehrt angeschlossen, so ist auch alles andere umgekehrt: Die Grenzschicht wird nicht verbreitert, sondern schmaler, und das Spannungsgefälle in ihr wird ebenfalls verkleinert oder sogar ganz beseitigt. Selbst bei sehr geringer äußerer Spannung kommt ein weit höherer *Durchlaßstrom* zustande als der Sperrstrom im vorigen Beispiel. Je höher die angelegte Spannung, desto

mehr wächst zuerst der Durchlaßstrom, da die Grenzschicht bald ganz verschwindet. Man muß diesen Strom dann durch einen in den Stromweg eingeschalteten Widerstand begrenzen. Weil die Stromwärme die Diode aufheizt und dadurch ihre Leitfähigkeit weiter steigert, würde der steigende Strom zur Zerstörung der Diode führen.

3. Am schwersten zu verstehen ist wohl, daß bei einer leitenden Verbindung zwischen n- und p-Zone, wie in **Bild 10.8** gezeichnet, kein Strom fließt, obwohl zwischen beiden ein Potentialunterschied besteht. Am einfachsten ist es, sich vorzustellen, der Halbleiterkörper würde so zu einem Ring zusammengebogen, daß die Endflächen bei a und b aufeinanderzuliegen kämen. **Bild 10.9** versucht darzustellen, wie das gedacht ist. Es ist ohne weiteres einzusehen, daß die sich ergebende Berührungsfläche eine zweite Grenzfläche zwischen n- und p-Zone darstellen würde, gewissermaßen eine Fortsetzung der ersten. Natürlich würde sich dort (bei genügend inniger Berührung) eine genau gleichartige Grenzschicht bilden, wie sie schon an der ersten Grenzfläche bestand. Keineswegs aber würde ein Ausgleich der Potentialdifferenz stattfinden, die genauso weiterbestände. Wenn also in Bild 10.8 der gezeichnete Schalter geschlossen wird, so ersetzt der Verbindungsdraht die unmittelbare Berührung der Punkte a und b. Um diese beiden Anschlußpunkte herum bildet sich daher bei leitender Verbindung eine zweite Grenzschicht in zwei Teilen aus. Ein Potentialausgleich erfolgt nicht.

Schon zu Anfang wurde gesagt, daß die Dicke der Raumladeschicht vom Dotierungsgrad abhängt. In stark dotiertes

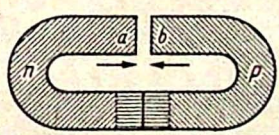


Bild 10.9. Gedankenexperiment zur Schaltung nach Bild 10.8

Material können die Ladungsträger aus der angrenzenden Zone nicht so weit hineindiffundieren. Die Sperrschicht ist also am schmalsten bei stark dotiertem Material, am breitesten bei schwach dotiertem. Sind die n- und p-Zone, wie zumeist, nicht gleich stark dotiert, so sind die zu jeder Zone gehörenden Sperrschichtbreiten entsprechend unterschiedlich.

Sehr wichtig ist, daß bei einer in Sperrichtung an Spannung liegenden Diode alle Minoritätsträger, die zur Sperrschicht gelangen, diese ohne weiteres passieren können.

Bei der Herstellung von Dioden und Transistoren muß man darauf achten, daß *Sperrschichten* nur dort entstehen, wo sie für die Funktion erwünscht sind. Alle Anschlüsse hingegen müssen *sperrschichtfrei* hergestellt werden, sonst würden unerwünschte, störende Effekte (= Wirkungen) auftreten.

Prüfungsfragen zur 10. Stunde

10a: Können Sie Beispiele nennen, wo uns in der Praxis des täglichen Lebens Einkristalle begegnen?

10b: Aus welchen Gründen dotiert man das vorher sorgfältig gereinigte Material?

10c: Wieso weist n-leitendes Germanium (oder Silizium) trotz seines Überschusses an frei beweglichen Elektronen als Ganzes keine negative Ladung auf?

10d: Was versteht man unter Majoritätsträgern? Und wie verhalten sich Majoritäts- und Minoritätsträger an der Grenzschicht unter dem Einfluß einer Spannung?

10e: Wann ist ein pn-Übergang in Durchlaßrichtung gepolt?

11. STUNDE

Dioden und ihre Eigenschaften. Lineare und nichtlineare Schaltelemente und ihre Kennlinien

Dioden zur Hochfrequenzgleichrichtung fertigt man heute meist aus Germanium. Dagegen verwendet man Silizium für verschiedene Spezialzwecke, besonders aber für Leistungsgleichrichter, denn es verträgt eine etwa 1000mal größere Stromdichte als das bisher vorwiegend verwandte Selen. Man arbeitet auch eifrig an der Verwendung von intermetallischen Verbindungen (z. B. Gallium-Arsenid), doch haben diese z. Z. noch geringe Bedeutung.

Germanium, und zwar n-leitendes, dient als Katode fast aller üblicherweise in Rundfunkgeräten benutzten Dioden. Als Gegenelektrode dient hier vielfach eine federnd aufge-

setzte Drahtspitze, wie es **Bild 11.1** zeigt. Die Drahtspitze wurde im Anfang vom Detektor übernommen. Sie hat sich bei Hf-Dioden gut bewährt, denn hohe Ströme kommen nicht vor, und die Kapazität Anode/Katode wird äußerst klein, meist 1 pF oder sogar noch weniger. Desto höher aber sind die Frequenzen, für die sie noch geeignet sind. Sie übertreffen in dieser Beziehung die üblichen Röhrendioden.

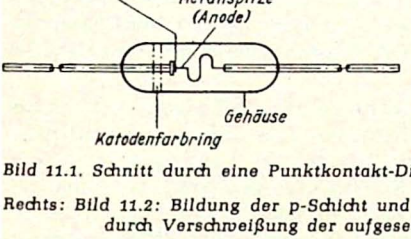
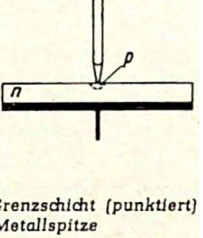


Bild 11.1. Schnitt durch eine Punktkontakt-Diode



Rechts: Bild 11.2: Bildung der p-Schicht und der Grenzschicht (punktiert) durch Verschweißung der aufgesetzten Metallspitze

Die p-leitende Schicht wird meist in der Weise hergestellt, daß man die fertig montierte Diode „formiert", indem man einen verhältnismäßig hohen Stromstoß hindurchschickt. Dadurch wird erstens die Spitze mit der Germaniumoberfläche verschweißt, so daß sich hohe mechanische Festigkeit ergibt. Zweitens aber diffundieren beim Schweißvorgang so viele Metallatome in das Germanium hinein, daß (richtiges Spitzenmaterial vorausgesetzt) in einer dünnen Schicht um die Spitze herum die n-Dotierung des Germaniums überkompensiert wird und in eine p-Dotierung umschlägt. Zwischen p- und n-Schicht bildet sich die uns schon bekannte Grenzschicht aus, wie **Bild 11.2** andeutet. Bei Anlegung einer Wechselspannung werden dann in einer Richtung die Halbwellen durchgelassen, in der anderen gesperrt.

Eine völlige Sperrung gibt es zwar nur bei Röhrendioden, wie wir sie in der 8. Stunde kennenlernten. Die historischen Kristalldetektoren hatten einen verhältnismäßig großen Sperrstrom, der aber doch schon genügend klein war, so daß man bei den damals üblichen Wellenbereichen eine tadellose Wiedergabe erzielen konnte. Bei Germaniumdioden ist der Sperrstrom noch um eine Größenordnung kleiner, so daß sich die aus der modulierten Hochfrequenz gewonnene Niederfrequenz kaum von der unterscheidet, die man mit einer

Röhrendiode erzielt. Man spart aber den Energieaufwand ein, der bei Röhren für die Heizung benötigt wird.

Wenn man grafisch (= zeichnerisch, in einem Schaubild) darstellen will, wie sich ein Widerstand gegenüber einer angelegten Spannung verhält, so trägt man in ein Liniennetz, dessen waagerechte Achse z. B. nach Spannungen, dessen senkrechte Achse dann nach Stromstärken geeicht ist, eine Anzahl der gemessenen Werte ein und verbindet die Punkte durch eine Linie. Je nach Art des Widerstandes ergibt sich eine Gerade oder eine gekrümmte Kurve. Man nennt sie *Kennlinie*, gelegentlich auch *Charakteristik* des betreffenden Schaltelements.

Ohmsche Widerstände ergeben gerade Linien, die natürlich durch den Nullpunkt gehen, denn bei Spannung null fließt auch kein Strom. Welchen Winkel die Kennlinien zur Horizontalen bilden (welche *Steilheit* sie besitzen), bestimmt bei der gleichen Teilung der Koordinaten allein der Widerstandswert. Man braucht nur durch Messung oder durch Rechnung nach dem Ohmschen Gesetz einen vom Nullpunkt entfernten Punkt zu bestimmen und durch ihn und den Nullpunkt eine Gerade zu legen, so erhält man die Kennlinie des betreffenden Widerstandes. Je niedriger sein Ohmwert, desto steiler seine *Kennlinie* (**Bild 11.3**), sofern, wie üblich, die (waagerechte) „Abszisse" die Spannungsteilung trägt. Schaltelemente mit solchen geraden Kennlinien heißen *lineare Schaltelemente*.

Gleichrichter und viele andere Schaltelemente sind im Gegensatz dazu *nichtlineare Schaltelemente*. Ihre Kennlinien werden durch gekrümmte Kurven gebildet, zu deren Festlegung man durch Messung eine genügende Anzahl von Punkten feststellen muß, die dann verbunden werden. Die Kurve in **Bild 11.4** könnte die Kennlinie eines Kristalldetektors alter Bauart sein. Aus ihr ist ersichtlich, welcher *Richtstrom* und welcher *Sperrstrom* bei verschiedenen positiven bzw. negativen Spannungen, die angelegt werden, fließen würden. Derartige Kennlinien gehen auch nicht immer durch den Nullpunkt, siehe z. B. Bilder 12.3, 12.5 und 12.6.

Hat man die Kennlinie des fraglichen Schaltelements, so kann man den Verlauf der sich ergebenden Stromkurve konstruieren, indem man die Kurve der anzulegenden Wechselspannung an dieser Kennlinie „spiegelt", wie **Bild 11.5** für ein lineares Schaltelement zeigt. Wie ersichtlich bleibt beim

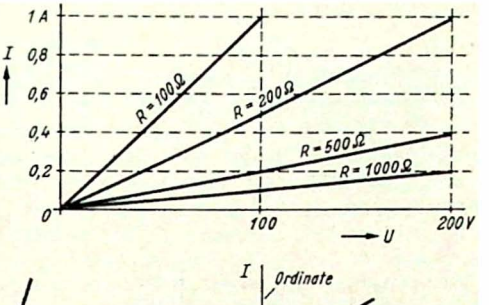


Bild 11.3. Kennlinien von Widerständen (linear)

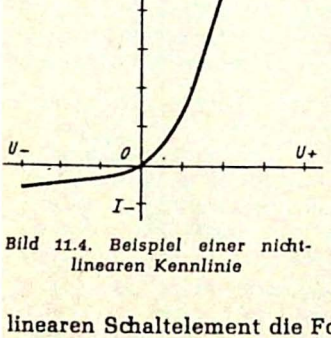


Bild 11.4. Beispiel einer nichtlinearen Kennlinie

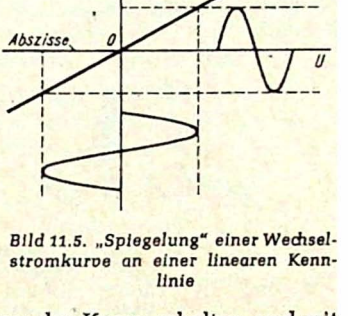


Bild 11.5. „Spiegelung" einer Wechselstromkurve an einer linearen Kennlinie

linearen Schaltelement die Form der Kurve erhalten, und mit verschiedener Steilheit der Kennlinie ändert sich nur die Größe der Ausschläge der Stromkurve.

Die Wechselspannung braucht aber durchaus nicht, wie hier angenommen, um die Ordinate, also um Null, zu pendeln. Man kann ihr vielmehr nach Bedarf eine beliebige positive oder negative *Vorspannung* geben und dadurch den *Arbeitspunkt A* nach rechts oder links verschieben, wie in **Bild 11.6** dargestellt. Bei einer linearen Kennlinie würde das Ergebnis das gleiche bleiben. Der Strom würde nur um einen anderen Mittelwert schwanken. Bei nichtlinearen Schaltelementen wird hingegen durch Verschiebung des Arbeitspunktes oft das Ergebnis weitgehend geändert, wie man sich an Hand der folgenden Bilder ohne weiteres vorstellen kann[1]).

[1]) Dabei muß betont werden, daß hier allein der spezielle Fall des Spannungs-Stromverhaltens von Widerständen näher erläutert wird, während natürlich ganz allgemein der Zusammenhang zwischen voneinander abhängigen Größen grafisch in solcher Art dargestellt werden kann (siehe dazu Leucht, „Grundlagen", Anhang, Abschnitt IV).

Bild 11.6. Gleicher Vorgang wie in 11.5, aber Arbeitspunkt durch eine „Vorspannung" von 0 nach A verschoben

Bild 11.7. Spiegelung einer Wechselstromkurve an einer Kristalldetektor-Kennlinie (nichtlinear, Ergebnis: Gleichrichtung)

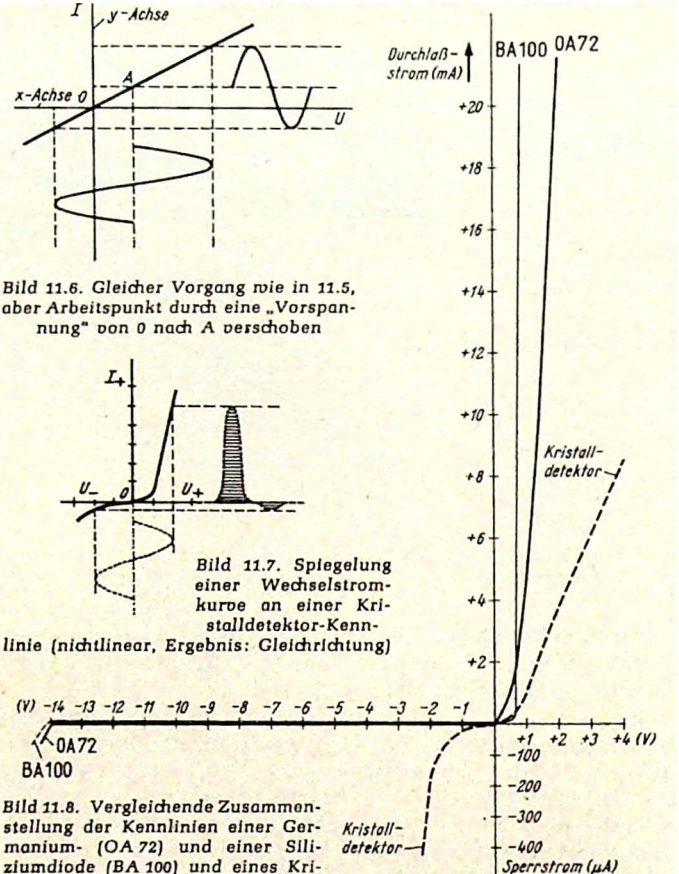


Bild 11.8. Vergleichende Zusammenstellung der Kennlinien einer Germanium- (OA 72) und einer Siliziumdiode (BA 100) und eines Kristalldetektors

Schon wenn man wieder die angelegte Wechselspannung um Null pendeln läßt, ist das Ergebnis nach **Bild 11.7** ganz anders. Während die positiven Halbwellen fast *unverzerrt* gespiegelt werden (weil die zugrunde gelegte Kennlinie rechts größtenteils linear verläuft), haben hier die negativen Stromhalbwellen keine Ähnlichkeit mit denen der angelegten Spannung. So etwa sah die Gleichrichtung durch einen Kri-

stalldetektor aus. Die negativen Ausschläge waren so gering, daß sie praktisch nicht störten.

Wie groß dagegen die Verbesserung durch neuere Halbleiterdioden ist, zeigt **Bild 11.8.** Die Kennlinien einer Germanium-Spitzendiode OA 72 und einer Siliziumdiode BA 100 sind hier zusammen mit der eines Kristalldetektors in ein Koordinatensystem gezeichnet. Man sieht beim Sperrstrom (links von der Ordinate unter der Abszisse) deutlich den Unterschied. Dabei ist zu beachten, daß die Ordinate unter dem Nullpunkt weitläufiger geteilt ist als oberhalb. Man macht das, wenn die in Betracht kommenden Verhältnisse anders nicht mit genügender Deutlichkeit dargestellt werden können. Das ist bei Halbleiter-Dioden mit ihren geringen Sperrströmen meist der Fall.

Man sieht es noch viel deutlicher bei **Bild 11.9**, das den Datenblättern der Firma Valvo entnommen ist. Hier ist die Ordinate oberhalb Null in Milliampere, unterhalb des Nullpunktes aber in Mikroampere geteilt. Die Teilungen stehen also im Verhältnis 1:400, da auch ein anderer Maßstab angewandt wurde. Aber auch die Abszisse ist links von Null 2,5mal so weit geteilt wie rechts, um das Verhalten der Diode in Sperrichtung möglichst deutlich darstellen zu können. Wir sehen, daß der *Durchlaßstrom* $I_D = 4$ mA bei $U_D = +1$ V fließt ($\triangleq$ 250 Ω). Der *Sperrstrom* bei $U_D = -1$ V hingegen ist nur $I_{sperr} = -0{,}5$ µA ($\triangleq$ 2 MΩ). (Hierbei ist beachtenswert, daß es bei Halbleiterelementen üblich ist, statt $U_D = -1$ V zu schreiben: $-U_D = 1$ V. Ferner wird anstelle der Bezeichnung Sperrstrom I_{sperr} der Begriff „negativer Durchlaßstrom" angewendet, also $-I_D = 0{,}5$ µA, wie in Bild 11.9 ersichtlich.) Bei einer Umgebungstemperatur von 25 °C, für welche die ausgezogene Kurve gilt, verhalten sich also die als Beispiel angeführten Ströme wie 1 : 8000. Steigt die Umgebungstemperatur auf 60 °C (maximal sind 70 °C zugelassen), so steigt bei den oben angenommenen Spannungen der Durchlaßstrom I_D auf 5 mA, der Sperrstrom $-I_D$ hingegen auf 5,5 µA. Das Verhältnis beider Ströme ist also nur noch 1:910, das sind nicht ganz 11,4 % des ersten Wertes. Natürlich gilt das alles nur für diese Diode, andere verhalten sich wieder etwas anders. Deshalb werden für jeden Typ Kennlinien herausgegeben, und nach ihnen kann man für den jeweiligen Zweck die geeignetste aussuchen.

Dasselbe gilt selbstverständlich ebenso für Transistoren, für Röhren usw.

OA 79 ist eine Punktkontakt-Diode für hochohmige Gleichrichterschaltungen, bei der die Erwärmung nur von außen kommen kann, denn die auftretenden Durchlaßströme haben keinen nennenswerten Einfluß. Bei Leistungsgleichrichtern und Transistoren können aber die Widerstandsänderungen durch Eigenerwärmung (Stromwärme) so groß werden, daß der erstrebte Erfolg oder sogar das Schaltelement gefährdet wird.

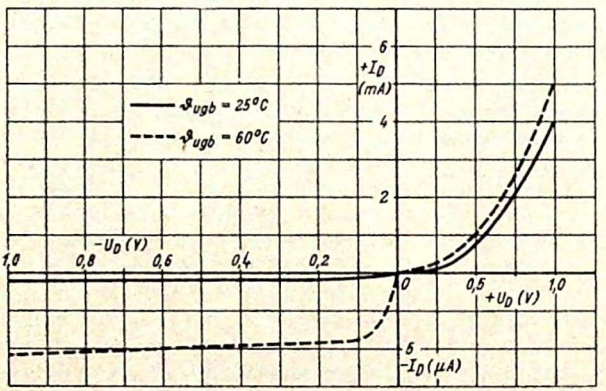


Bild 11.9. Kennlinien einer modernen Punktkontakt-Diode (Valvo)

Der Arbeitspunkt, von dem wir vorher sprachen, liegt bei *Hf-Dioden* im Normalfall im Nullpunkt des Koordinatenkreuzes, denn hier soll ja eine Hälfte der ankommenden Schwingung unterdrückt werden. Der Vorgang ist an sich genau der gleiche, wie in der 7. Stunde bei Bild 7.5 besprochen. Die kleinen hochfrequenten Welligkeiten, die entsprechend Bild 7.6 von der Hochfrequenz trotz des Kondensators C_l übrigbleiben, werden später durch Einschalten von Tiefpässen beseitigt. Übrig bleibt dann eine Gleichspannung, wie das auch dort der Fall war, und, der Gleichspannung überlagert, die Niederfrequenzspannung, mit welcher die Hochfrequenz moduliert war.

Eine Schaltungsmöglichkeit ist in **Bild 11.10** dargestellt, wobei angenommen ist, daß in den oben gezeichneten Schwingkreis eine modulierte Hf-Schwingung eingekoppelt wird. Bei jeder positiven Halbwelle an der Anode wird hier die Diode leitend. Diese Halbwellen laden den Kondensator auf, der durch den Widerstand R laufend wieder entladen wird. Bei negativen Halbwellen sperrt dagegen die Diode, sie ergeben mithin keine Wirkung. Bei richtiger Wahl der Werte ($C_l \approx 100$ pF, $R \approx 250$ kΩ) steht an der Kapazität C_l eine Gleichspannung mit überlagerter Niederfrequenz. Mit einem größeren Kopplungskondensator C_k (z. B. 10 nF) kann man die Nf-Wechselspannung an die nächste Stufe weiterleiten. Die am Widerstand R stehende Gleichspannung gegen Masse bleibt bei diesem Beispiel unbenutzt.

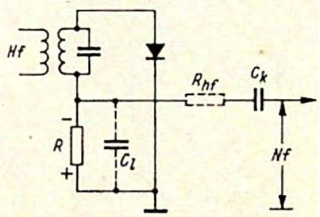


Bild 11.10. Diodengleichrichtung in Reihenschaltung

Hier tritt, wie schon in der 7. Stunde, wieder einmal der Begriff der *Masse* auf, die der bei den früheren Empfängern gezeichneten *Erde* entspricht, also nicht als „Masse" im physikalischen Sinne zu verstehen ist. Meist handelt es sich um ein Metallchassis, vielfach aber auch nur um eine durch das ganze Gerät geführte Leitung (z. B. bei gedruckten Schaltungen), die als gemeinsame *Bezugsleitung* dient. Sie kann entweder direkt oder über eine Kapazität mit der Erde verbunden werden. Das erhöht meist die Empfangsleistung, und verbessert auch die Störbefreiung. Die Masse braucht nicht geerdet zu sein. Bei Geräten mit Netzanschluß besteht eine kapazitive Verkopplung mit dem (einseitig geerdeten) Netz, so daß hier oft die Erdung entbehrlich ist. Außerdem kann die Erdung ohnehin durch irgendwelche ausgedehnteren Leitungsgebilde ersetzt werden, durch ein sog. *Gegengewicht*. Man verwendet solche Gegengewichte sowohl auf der Sende- wie auch auf der Empfangsseite (z. B. in Form der Wasserleitung, von in die Erde verlegten oder

über ihr ausgespannten Drahtnetzen) entweder zur Störbefreiung oder dann, wenn eine gute Erdverbindung zu umständlich oder zu kostspielig wäre. Wird mit Dipol oder mit Ferritstab empfangen, so ist die Erdung für den Empfang überflüssig. Für Mittel-, Lang- und Kurzwelle dient bei Flug- und Fahrzeugen deren Metallmasse als Gegengewicht.

Bei größeren Empfängern mit *automatischer Verstärkungsregelung (AVR)* (Ausgleich der Feldstärkeschwankungen [in der 6. Stunde besprochene „Fadings"], s. dazu 30. Stunde) wird die an C_l stehende Gleichspannung, deren Höhe ja entsprechend der jeweils empfangenen Feldstärke schwankt, als *Regelspannung* U_r benutzt. Sie wird dann (**Bild 11.11**) über

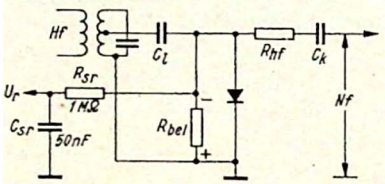


Bild 11.11. Diodengleichrichtung in Parallelschaltung

einen Siebwiderstand R_{sr} und einen Siebkondensator C_{sr} (die zusammen einen Tiefpaß zur Aussiebung aller Wechselspannungsanteile bilden) den zu regelnden Röhren zugeleitet. Falls die üblichen Transistoren vom pnp-Typ geregelt werden sollen, braucht man allerdings nicht negative, sondern positive Regelspannung. In solchem Falle wird einfach die Diode (deren Katode durch einen Farbring gekennzeichnet ist) umgekehrt gepolt. Außerdem muß dann, weil die Regelleitung mit Strom belastet wird, R_{sr} geringeren Widerstand haben (z. B. 10 kΩ) und C_{sr} entsprechend höhere Kapazität (z. B. 2 µF), damit die erforderliche Grenzfrequenz (s. 24. Stunde) erreicht wird.

Bild 11.11 zeigt im übrigen eine nur etwas abgeänderte Schaltung zur AM-Demodulation. Bei Bild 11.10 sind der speisende Hf-Schwingkreis und der Lastwiderstand R in Reihe geschaltet, bei Bild 11.11 hingegen parallel. Der Kreis wird durch diese Parallelschaltung natürlich bedämpft (s. 5. Stunde), und zwar so, als wäre $\approx \frac{R}{3}$ parallel geschaltet. Da ein so niedriger Widerstand eine unvorteilhaft starke Bedämpfung ergibt, schließt man Diode und Belastungswider-

stand über C_l meist an eine Anzapfung des Kreises an, wie in Bild 11.11 gezeichnet. Auch in der Schaltung nach Bild 11.10 wird natürlich der Kreis belastet, aber nur etwa mit dem Wert $\frac{R}{2}$. In der Beziehung ist sie also günstiger.

Beide Schaltungen gelten genauso für Röhrendioden, doch findet man diese immer seltener, und dann zumeist mit eingebaut in Verstärkerröhren (EBC, EBF u. ä.).

Es gibt aber nicht nur die Spitzendioden, die für die bisher besprochenen Zwecke fast ausnahmslos angewandt werden, sondern außerdem *„Flächendioden"*, die auf andere Art hergestellt werden, aber genauso funktionieren. **Bild 11.12** zeigt

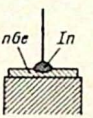


Bild 11.12. Schema des Aufbaus von Flächendioden (einlegiert)

schematisch den Aufbau im Schnitt: *nGe* ist wieder das Plättchen aus n-dotiertem Germanium, das auf ein als Zuleitung dienendes Metallstück sperrschichtfrei aufgelötet ist. *In* ist eine sog. *Indiumpille*, die auf das Germaniumplättchen aufgelegt wird. Das Ganze wird dann erhitzt, bis das Indium flüssig wird. Dadurch löst sich die oberste Germaniumschicht im Indium, so daß sich eine Legierungsschicht bildet. Beim Abkühlen kristallisiert das Germanium wieder, und die einlegierten Indium-Atome werden z. T. mit eingebaut. Da Indium dreiwertig und in reichlicher Menge vorhanden ist, wird die n-Dotierung des Germaniums überkompensiert. Es ergibt sich eine p-dotierte Schicht und als Übergang zum n-Germanium die besprochene Grenzschicht. Die Indiumpille selbst ist dann die Zuleitung zur Dioden-Anode. Damit entsteht ein Gleichrichter, der im Prinzip dem im Netzteil bis jetzt noch häufiger angewandten Selengleichrichter weitgehend ähnelt. Dieses Aufbauprinzip wird ebenfalls bei *Silizium* angewandt, und man darf erwarten, daß solche Silizium-Gleichrichter auch in die Rundfunktechnik eindringen werden. Als Hf-Gleichrichter eignen sich aber derart gebaute Dioden nur für sehr niedrige Frequenzen, da die Kapazität zwischen den recht ausgedehnten Elektroden (Indiumpille z. B. 0,3 mm ϕ) meist höher ist als zulässig.

Dagegen gestattet diese Bauart die Ausnützung einer anderen Erscheinung: der bei Bild 10.6 erwähnten Abhängigkeit der Sperrschichtdicke von der angelegten Spannung. Man kann die oben als schädlich erwähnte Kapazität solcher Dioden zur Konstruktion von steuerbaren Kapazitäten benutzen, denn man hat ja zwei sich gegenüberstehende Ladungen und nur einen ganz geringen *Sperrstrom* (diese Dioden

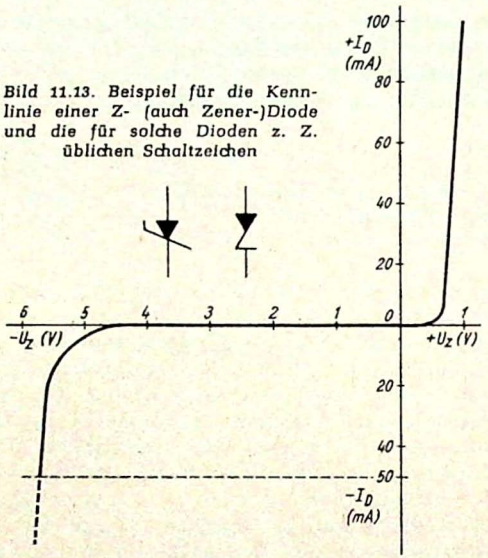


Bild 11.13. Beispiel für die Kennlinie einer Z- (auch Zener-)Diode und die für solche Dioden z. Z. üblichen Schaltzeichen

werden durchweg in Sperrichtung betrieben, s. 30. Stunde). Man benutzt sie zur automatischen Scharfabstimmung, als Modulatordiode, am meisten aber direkt zur Abstimmung von Schwingkreisen in Rundfunk- und insbesondere Fernseh-Tunern (= Abstimmern, spr. t'un°, d. s. die abstimmbaren Eingangskreise). Diese Dioden heißen *Kapazitäts-(variations)diode, Varaktor, Varicap* u. ä. und werden auf Siliziumbasis hergestellt.

Starkstromgleichrichter stellt man inzwischen fast durchweg aus Silizium her, und sie verarbeiten größte Leistungen. Sie scheinen im Begriff, alle anderen Leistungsgleichrichter zu verdrängen.

Eine andere Siliziumdiode, die sog. *Zenerdiode* (nach dem Entdecker des „Zener-Effekts" benannt) findet dort Anwendung, wo stabilisierte Spannungen genau definierter (= festgelegter, bestimmter) Größe erzeugt werden sollen. Bei einer bestimmten, für jede Diode angegebenen Spannung werden hier Elektronen aus ihrer Bindung im Kristallaufbau herausgerissen, und der Sperrstrom steigt dadurch lawinenartig an. Dies ist die *Zenerspannung* $-U_z$ in **Bild 11.13**. Dadurch, daß die Diode hier einen bestimmten *Zenerstrom* $-I_z$ verträgt (im Beispiel 50 mA), ist die Möglichkeit geschaffen, in Verbindung mit passenden Widerständen ganz bestimmte Spannungen herzustellen.

Silizium verwendet man für alle diese Zwecke auch deshalb, weil es bis zu einer Sperrschichttemperatur von 150 °C benutzt werden kann, während Germanium temperaturempfindlicher ist ($\leqq$ 100 °C).

Prüfungsfragen zur 11. Stunde:

11a: Worin liegt bei der Hf-Gleichrichtung der Vorteil der Germanium-Dioden gegenüber den Röhrendioden, und wie wird er erzielt?

11b: Auf welche Weise entsteht hier die für die Gleichrichtung erforderliche Grenzschicht?

11c: Wieso gibt es in der p- und in der n-Zone, ganz besonders aber in der im Prinzip ladungsträgerfreien Grenzschicht, überhaupt Minoritätsträger, die einen Sperrstrom zustandekommen lassen?

11d: Worin unterscheiden sich lineare und nichtlineare Schaltelemente?

11e: Was versteht man unter einer Vorspannung und was unter dem Arbeitspunkt?

11f: Welche Schaltung der Diode ergibt bei der Hf-Gleichrichtung eine geringere Bedämpfung des speisenden Kreises und warum?

12. STUNDE

Die Elektronenröhre als Verstärker

Die geringe Stärke der ankommenden Signale und die unzureichende Empfindlichkeit der mit Detektoren ausgerüsteten Empfänger forderten von vornherein gebieterisch eine wesentliche Verstärkung der ankommenden Signale, die meist nicht einmal zur Betätigung elektromechanischer Relais ausreichten, mit denen man Morsezeichen hätte verstärken können. Die zahlreichen Bemühungen führten dann zur Erfindung von Verstärkerröhren, bei denen der uns von der Gleichrichterröhre her bekannte Elektronenstrom durch die zu verstärkende Spannung gesteuert werden konnte. Verglichen werden kann ihre Wirkung am besten mit einem veränderlichen Widerstand, bei dem man nach Belieben von Hand die Stärke des Stromflusses verändern kann. Die diesem Modell anhaftende Trägheit wird jedoch fast völlig vermieden, da man bei Röhren durch die steuernde Spannung den Elektronenstrom direkt beeinflussen kann und dieser dem Einfluß der Steuerspannung trägheitslos folgt. An eine Grenze der trägheitslosen Steuerung kommt man erst bei sehr hohen Frequenzen, wenn nämlich die *Laufzeit* der Elektronen vom Steuerorgan zur Anode trotz ihrer hohen Geschwindigkeit eine Rolle zu spielen beginnt.

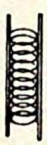
Das so geschaffene *Elektronenrelais* ermöglichte die Entwicklung nicht nur einer neuen Empfangs- und Verstärkertechnik, mit der man außer Telegrafiezeichen auch Sprache und Musik und immer schnellere Impulsfolgen verstärken konnte. Auch die Sendetechnik wurde völlig verändert, der Rundfunk überhaupt erst ermöglicht, und schließlich wurden Tonfilm, elektrische Schallplattenaufnahme und -wiedergabe und Tonband- und Fernsehtechnik erst auf dieser Grundlage durchführbar, ja z. T. erst denkbar. Und erst diese weit entwickelte Technik konnte das starke Bedürfnis entstehen lassen, das die hohen Investitionen (= Kapitalanlagen) für die Entwicklung der Transistoren gerechtfertigt erscheinen ließ.

Sowohl Verstärkerröhren als auch Transistoren sind *aktive Vierpole,* im Gegensatz zu den passiven, von denen wir als Beispiel den Transformator nannten. Schickt man durch dessen Primärseite einen Wechselstrom, so kann man auf der

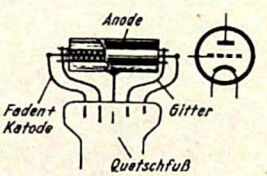
Sekundärseite nur wieder die gleiche Leistung abnehmen, vermindert noch um die Verluste im Transformator. Das erfahren wir im Rundfunkgerät bei jeder Spulenkopplung. Bei unseren aktiven Vierpolen dagegen kann auf der Ausgangsseite eine verstärkte Signalleistung abgenommen werden. Die dazu benötigte Zusatzleistung muß allerdings, wie beim Relais, von örtlichen Stromquellen geliefert werden, aber jede Schwingungsform kann fast verzerrungsfrei verstärkt werden.

Die schon in der 8. Stunde besprochene Elektronenröhre wurde zum praktisch trägheitslosen Elektronenrelais durch Einfügung eines Steuerorgans, des sog. *Steuergitters*, zwischen Katode und Anode. Dadurch wird die uns schon bekannte Diode zur *Triode* oder *Dreipolröhre*.

Das *Steuergitter* befindet sich, von Ausnahmen abgesehen, zwischen Katode und Anode. Es muß daher genügende Lücken aufweisen, durch die die Elektronen hindurchfliegen können zur Anode. Fast immer besteht das Gitter aus parallelen, dünnen Drähtchen, meist wendelförmig um Haltestege herumgewickelt und an ihnen festgeschweißt. **Bild 12.1** zeigt ein zylindrisch geformtes Gitter und **Bild 12.2** ein halb aufgeschnittenes Röhrensystem der ältesten Bauart der Rundfunkzeit mit einer Anode, die ebenfalls als Zylinder die Katode umgibt. Gitter und Anode können aber im Querschnitt auch oval, rechteckig u. ä. geformt sein.



Links: Bild 12.1. Zylindrisches Steuergitter



Rechts: Bild 12.2. Aufbau einer Dreipolröhre alter Bauart mit Quetschfuß

Jede geordnete Bewegung von elektrischen Ladungsträgern (Elektronen, Löchern oder Ionen) in einem beliebigen Medium (= Mittel), besonders im gasgefüllten oder (praktisch) luftleeren Raum geht stets unter dem Einfluß eines elektrischen Feldes zwischen Punkten verschiedenen Potentials und entlang den Kraftlinien dieses Feldes vor sich. Auch die aus der geheizten Katode freigewordenen negativen Elektronen bewegen sich (s. 8. Stunde) längs solcher Kraftlinien aus der Raumladewolke zur (positiven) Anode. Liegt nun an dem

Gitter dazwischen gleichfalls eine Spannung gegen Katode, so entsteht hier ein weiteres Kraftfeld. Es wirkt in gleicher Richtung wie das Anodenfeld, wenn das Gitter positiv ist. Dagegen wirkt es dem Anodenfeld entgegen, wenn es in genügendem Maße negativ gegen die Katode ist. Nun ist aber die Feldstärke umgekehrt proportional der Entfernung (Coulombs Gesetz). Bei dem geringen Abstand des Gitters von der Katode können daher verhältnismäßig kleine Spannungen so starke Felder erzeugen, daß die Wirkung des Anodenfeldes durch das Gitterfeld wesentlich verstärkt oder geschwächt oder sogar ganz aufgehoben wird. Führt man also dem Steuergitter eine, wenn auch schwache, Wechselspannung zu, so wird das Katode-Anode-Feld und damit auch der Elektronenstrom genau im gleichen Rhythmus mehr oder minder geschwächt oder verstärkt. Dabei darf allerdings das Steuergitter (in normalen Schaltungen) niemals positiv gegen die Katode werden, die übrigens in der Röhre *stets* als *Bezugspunkt* für die Spannungen der anderen Elektroden gilt. Ja, das Gitter muß sogar um etwas mehr als 1 Volt negativ gegen die Katode bleiben, sonst landen auch auf ihm Elektronen. Das würde zwei unerwünschte Folgen haben: erstens wäre die erzielte Verstärkung nicht mehr verzerrungsfrei, zweitens würde ein Gitterstrom zustande kommen, d. h. das Gitter würde Leistung verbrauchen.

Bei richtiger Wahl des Arbeitspunktes kann man mit Röhren eine praktisch verzerrungsfreie Verstärkung erzielen. Das geschieht durch Anlegen einer Grundspannung an das Steuergitter, der sogenannten *Gittervorspannung*, durch die der Arbeitspunkt festgelegt wird und der man die Steuerspannung überlagert. Solange man auf diese Art die Spannung am Gitter negativ hält, hat man eine praktisch leistungslose Steuerung bei Röhren. Sie werden einfach durch die Spannung am Gitter gesteuert, ohne daß ein Gitterstrom fließt, ganz im Gegensatz zu den Transistoren, bei denen stets ein Steuerstrom auftritt (wie im elektromechanischen Relais), also eine Steuer*leistung* aufgebracht werden muß.

Das *Anodenstrom-Gitterspannungs-* oder I_a/U_g*-Kennlinienfeld* einer Dreipolröhre, wie es **Bild 12.3** als Beispiel zeigt, gibt daher meist nur an, in welcher Weise der Anodenstrom von den angelegten negativen Gitterspannungen abhängt. Da der Strom außer von der Gitter- auch von der Anodenspannung abhängig ist, muß in einer allgemein verwendbaren

Darstellung auch diese berücksichtigt werden. Weil man dafür eine dritte Koordinate brauchen würde, so daß sich eine räumliche Darstellung ergäbe, wählt man einige wichtige oder charakteristische Werte aus und zeichnet für diese die Kennlinien ein. Man nennt diese wählbare Größe den *Parameter* (sprich: paràhm'ter, ≈ charakteristischer Festwert). Hier ist also U_a der Parameter.

Das Schema einer Schaltung, mit der man solche Kennlinien aufnehmen kann, zeigt **Bild 12.4.** Eine Gitterbatterie von 10 V Spannung ist mit dem Potentiometer P überbrückt. Dieses ermöglicht es, an das Gitter eine beliebige Spannung zwischen 0 und −10 V zu legen. An die Anode kann nach Bedarf eine Spannung von + 100, + 150 oder + 200 V gelegt werden. Für jede dieser Anodenspannungen wird nun für verschiedene Gitterspannungen der jeweils fließende Anodenstrom abgelesen und in das Koordinatensystem eingetragen. Verbindet man die zu jeder Anodenspannung gehörenden Punkte durch je eine Kurve, so ergibt sich ein Kennlinienfeld ähnlich Bild 12.3.

Die Hersteller geben für jede ihrer Röhren solche und noch andere Kennlinien mit Betriebsdaten heraus, die aber nicht für die einzelne Röhre gelten, sondern Mittelwerte für die gesamte Fabrikation darstellen. Einzelexemplare können also gewisse Abweichungen davon nach oben oder unten aufweisen, doch sind die heutigen Toleranzen (= zulässigen Abweichungen) bei Röhren sehr gering.

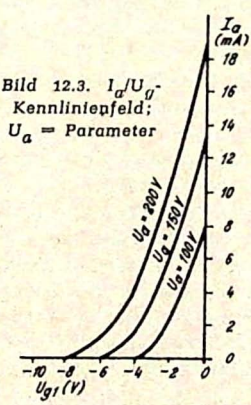


Bild 12.3. I_a/U_{g1}-*Kennlinienfeld;* U_a = *Parameter*

Man braucht die Kennlinien, um das Arbeiten jeder Röhre bei den verschiedenen Einstellungen beurteilen und den Arbeitspunkt

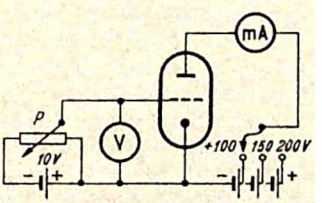
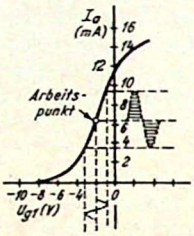


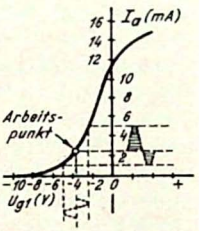
Bild 12.4. Meßschaltung zur Aufnahme der gezeigten Kennlinien

richtig wählen zu können. Legte man an das Steuergitter keine Vorspannung, sondern nur die Wechselspannung, so würde die Gitterspannung um null Volt herum nach positiven und negativen Werten hin- und herpendeln. Daß aber positive und nur schwach negative Gitterspannungen nicht zulässig sind, haben wir oben schon erörtert. Wie man mit Hilfe solcher Kennlinien für einen bestimmten Fall den richtigen Arbeitspunkt festlegt, sehen wir aus **Bild 12.5.** Es zeigt als Beispiel die Kennlinie einer Verstärkerröhre. Auch sie gehören zu den nichtlinearen Schaltelementen, wie die Kennlinien zeigen. Will man mit einer solchen Röhre eine unverzerrte (= formgetreue) Verstärkung erzielen, so muß



Links: Bild 12.5. Praktisch unverzerrte Verstärkung im geraden Kennlinienteil

Rechts: Bild 12.6. Verzerrte Verstärkung im geknickten Kennlinienteil



man auf einem möglichst geradlinigen Teil der Kennlinie arbeiten und den *Arbeitspunkt* (= Schnittpunkt der Nullinie der zu verarbeitenden Wechselspannung mit der Kennlinie) in die Mitte dieses geraden Teiles verlegen. Bild 12.5 zeigt, wie auf solche Weise eine unverzerrte Verstärkung erzielt werden kann. In **Bild 12.6** hingegen ist die Gittervorspannung für diese Kennlinie zu groß gewählt. Man sieht, wie die verstärkte Spannung verzerrt ist. Die Festlegung des Arbeitspunktes erfolgt durch die Wahl der Gittervorspannung U_g, denn um sie herum schwankt ja nachher die *Signalspannung* um den gleichen Betrag nach beiden Seiten.

Im übrigen zeigt Bild 12.3 *statische Kennlinien*, wie man sie bei der beschriebenen Messung mit Gleichspannung am Gitter und *direktem Anschluß der Anode* an die Anodenstromquelle erhält. Wenn man eine Verstärkung erzielen will, so muß man aber, wie wir noch sehen werden, einen Außenwiderstand in die Anodenleitung einschalten, an dem natürlich ein Spannungsabfall auftritt. Da dieser mit der Stärke des Anodenstromes wechselt, ändert sich entspre-

chend auch die tatsächlich an der Anode liegende Spannung. Daraus ergeben sich gewisse Verformungen der statischen Kennlinien. Man nennt die so entstandenen Kennlinien *Arbeitskennlinien*. Beispiele solcher Arbeitskennlinien zeigen die Bilder 12.5 und 12.6.

Man kann auf der Arbeitskennlinie nicht nur den richtigen Arbeitspunkt festlegen, sondern auch ablesen, welche Wechselspannung im Höchstfall an das Gitter angelegt werden darf, ohne daß die Röhre *übersteuert* wird. Sie wäre übersteuert, wenn der gerade Kennlinienteil überschritten würde, denn damit träten automatisch Verzerrungen auf. Umgekehrt kann man, z. B. bei Leistungs-Endstufen, ablesen, welche Gitterwechselspannung erforderlich ist, damit die Röhre voll *ausgesteuert*, ihre Leistung also voll ausgenützt wird.

Bei dem durch die Gittervorspannung festgelegten Arbeitspunkt fließt ein bestimmter Anodenstrom, solange dem Gitter kein Signal zugeführt wird. Dieser Mittelwert, um den der Anodenstrom pendelt, sobald ein Signal an das Gitter gelangt, heißt *Anodenruhestrom*.

Aus den Bildern 12.5 und 12.6 geht weiter hervor, daß die I_a/U_g-Kennlinie nicht an der Ordinate endet, sondern sich im positiven Gitterspannungsbereich noch fortsetzt und kurz darauf in eine Waagerechte übergeht. Dort ist dann der *Sättigungsstrom* erreicht, d. i. der Strom, den die Katode im Höchstfall herzugeben in der Lage ist. Dieser Höchststrom darf niemals eingestellt werden, weil dadurch die Katode in kurzer Frist zerstört würde. In der Praxis steuert man Radioröhren nicht bis in diesen Bereich aus, denn hier, im positiven Gitterspannungsbereich, würde man ja Verzerrungen erhalten.

Das Gitter g1, das wir bisher besprachen, heißt wegen der beschriebenen Wirkung *Steuergitter*. Es gibt noch andere Gitter mit anderen Zweckbestimmungen, meistens zusätzlich zum Steuergitter. In der Radioröhre gibt es nur solche Gitter, deren Wirkung auf der statischen Abstoßung oder Anziehung beruht, die also statisch die von der Anode angezogenen Elektronen abbremsen, zusätzlich beschleunigen oder ablenken. Sie sind größtenteils wendelförmig gestaltet, und die Elektronen fliegen zumeist durch die Zwischenräume hindurch. Man kann aber auch durch flächenhafte Elektroden den Elektronenstrom begrenzen und in die gewünschte Richtung lenken. In den Abstimm-Anzeigeröhren („magischen

Augen, Fächern" u. ä.) wird der Elektronenstrom zum Leuchtschirm meist durch das elektrische Feld von Stäben mehr oder weniger abgelenkt.

In einer anderen Art von Elektronenröhren, den „Elektronenstrahlröhren" (nach dem Erfinder auch „Braunsche Röhren" genannt), die teils in Oszillografen (= Schwingungsschreibern) zum Sichtbarmachen und Ausmessen von elektrischen (oder ins Elektrische übersetzten) Vorgängen, teils als Bildröhren in Fernseh- und Radarempfängern verwendet werden, kommt außer der elektrostatischen auch noch magnetische Beeinflussung vor. Bei beiden Arten wird zuerst ein scharf gebündelter Elektronenstrahl erzeugt, der auf dem Leuchtschirm einen feinen Punkt zeichnet. Bei Oszillografenröhren wird dieser Strahl durch ein *Ablenkplatten*paar in waagerechter und durch ein zweites Paar in senkrechter Richtung abgelenkt. Hier geschieht die Strahlführung fast stets durch statische Ablenkung, d. h. leistungslos durch Anlegen der anzuzeigenden Spannungen an die Platten, denn man darf ja die Vorgänge nicht durch Belastung verändern.

Beim Fernsehen hingegen müssen (nach der sich immer weiter durchsetzenden europäischen CCIR-, sog. Gerber-Norm) in jeder Sekunde 25mal 625 waagerechte Bildzeilen in sauberem Abstand untereinandergeschrieben werden. Hier hat sich die Strahlführung durch magnetische Felder als vorteilhafter erwiesen. Durch entsprechend geformte *Ablenkspulen*, die wie ein Kragen um den Röhrenhals herum sitzen, schickt man die entsprechenden Ströme, die den Strahl genau in der gewünschten Weise über die Bildfläche führen. Während dieser Bewegung wird die Strahlhelligkeit durch den Wehneltzylinder[1]) gesteuert, der dem besprochenen Steuergitter entspricht. Die Leistung für die Strahlführung wird dem Netzanschlußteil entnommen. Man könnte durch solche Magnetfelder auch Verstärkerröhren steuern, müßte dann aber auf den Vorteil der leistungslosen Steuerung verzichten.

Eine noch weitergehende Anwendung finden diese Prinzipien im Elektronenmikroskop. Hier werden die Elektronen mittels sehr hoher Spannungen (50 ... 100 kV) so stark beschleunigt, daß sie sich wie Lichtstrahlen verhalten und sich durch elektrostatische oder ebenfalls durch magnetische „Linsen" sammeln lassen. In ähnlicher Weise wie beim Licht-

[1]) Ebenfalls nach dem Namen des Erfinders benannt.

mikroskop werden die Elektronenstrahlen nach Durchdringen des Objekts zu einem Zwischenbild gesammelt. Dieses wird dann, immer noch elektronisch, vergrößert zum Betrachten auf einen Leuchtschirm geworfen oder auch auf einen fotografischen Film, von dem dann nochmals eine Lichtvergrößerung hergestellt werden kann.

Wie sich bei der Eingitter-Verstärkerröhre eine an das Steuergitter gelegte Wechselspannung auswirkt, stellt schematisch **Bild 12.7** dar. Der festen *Gittervorspannung* U_g wird die *Steuerspannung* oder *Gitterwechselspannung* u_g überlagert. Infolge der schwankenden Spannung am Steuergitter treten entsprechend verstärkte Schwankungen im Anodenstromfluß der Röhre auf. Das ist der durch die Pfeile

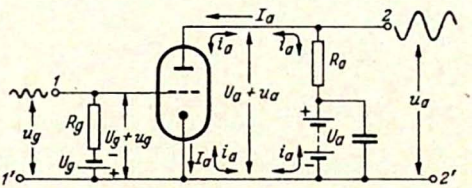


Bild 12.7. Schematische Darstellung des Verstärkungsvorganges bei einer Dreipolröhre

angedeutete *Anodenwechselstrom* i_a, der dem Anodengleichstrom I_a überlagert ist. Um ihn nutzbar zu machen, schaltet man entweder einen (Hf- oder Nf-)Übertrager in die Zuleitung zur Anode oder einen ohmschen oder induktiven Widerstand, auf jeden Fall also einen Wechselstromwiderstand. Man nennt ihn *Anoden-* oder *Außenwiderstand* R_a, gelegentlich auch *Arbeitswiderstand*. Wie im Bild angedeutet, kann man zwischen seinem anodenseitigen Ende und Katode die entsprechend verstärkte Wechselspannung abnehmen, soweit das nicht durch einen Übertrager geschieht. **Bild 12.8** zeigt dasselbe noch einmal in vereinfachter Form. Dabei ist durch die Kondensatoren C angedeutet, daß die Stromquellen U_g, U_a für Wechselstrom kurzgeschlossen sein müssen.

Wir unterscheiden also außer der Heizung: 1. die *Gittervorspannung* U_g (Gleichspannung), 2. die Steuer- oder *Gitter-Wechselspannung* u_g, 3. die *Anoden-Gleichspannung* U_a, 4. den *Anoden-Gleichstrom* I_a (Ruhestrom), 5. den ihm über-

lagerten *Anoden-Wechselstrom* i_a und 6. die *verstärkte Wechselspannung* u_a, die am Außenwiderstand auftritt und zur Steuerung der nachfolgenden Stufen dient.

Aus Anodengleichstrom und Anodengleichspannung ergibt sich eine bestimmte *Anodenleistung*, die eine *Anodenverlustleistung* darstellt, solange das Gitter nicht durch ein Signal gesteuert wird. Bei der ungesteuerten Röhre wird die gesamte Anodenleistung in Wärme umgesetzt, daher ist sie Verlustleistung. Wird hingegen dem Gitter eine Steuerspannung aufgedrückt, so wird ein dementsprechender Teil des Gleichstroms in Anodenwechselstrom umgewandelt, und so entsteht eine *Nutzleistung*, die man bei Endstufen *Sprechleistung* nennt. Um diese Nutzleistung vermindert sich die

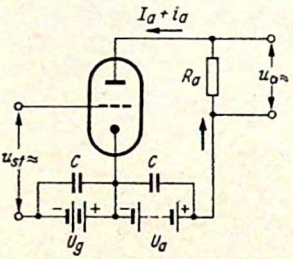


Bild 12.8. Verstärkerschaltung in etwas anderer Darstellung

Anodenverlustleistung. Allerdings ist das fast nur bei Endstufen von Bedeutung. Hier ist es aber keineswegs gleichgültig, wieviel von der Gleichstromleistung in Wärme umgesetzt werden muß. Paradoxerweise ist das bei Stufen mit fester Vorspannung um so mehr, je weniger die Röhre ausgesteuert wird (also je geringere Lautstärke man einstellt). Unter gleichen Voraussetzungen gilt das auch für Transistoren.

Zur Schonung der Röhren (und zum Schutz der Transistoren gegen Verlustwärme), daneben aber zur Energieeinsparung, insbesondere bei Batteriebetrieb, gibt es daher Schaltungen mit *gleitendem Arbeitspunkt*, bei denen Sprech- und Verlustleistung mit der jeweiligen Aussteuerung steigen und fallen. Diese als *Spar-* oder *Nestel-Schaltung* (nach Dr. Nestel) vom früheren Batterie-Volksempfänger her bekannte Schaltung wendet man bei *Eintakt*-Endstufen (mit *einer*

Endröhre oder -transistor) an, während eine fast gleichartige Wirkung bei der in der 15. Stunde zu besprechenden AB- und B-Gegentaktverstärkung auf andere Art erzielt wird. Solche Gegentakt-Endstufen finden sich in den meisten Transistorgeräten.

Prüfungsfragen zur 12. Stunde:

12a: Wie sieht im Prinzip der Aufbau einer Triode aus?

12b: Wie wirkt das Steuergitter in einer Verstärkerröhre?

12c: Erfolgt die Steuerung des Elektronenstroms bei Röhren stets leistungslos?

12d: Kann man nur drahtgewickelte Gitter zum Steuern des Elektronenstroms verwenden?

12e: Was versteht man unter Anodenruhestrom? Und in welchen Fällen trachtet man ihn manchmal zu vermindern?

13. STUNDE

Hoch- und Zwischenfrequenzverstärkung

Wenn man die im Rundfunkgebiet vorkommenden Aufgaben betrachtet, so kann man zwei Haupt-Verstärkungsarten unterscheiden, die völlig verschiedene Maßnahmen erfordern, nämlich: 1. Verstärkung von modulierter Hochfrequenz, 2. Verstärkung der Niederfrequenz nach der Demodulation. Beide Arten haben je zwei Unterarten wie folgt:

1a) Hf-Verstärkung: Verstärkung jeweils einer bestimmten Senderfrequenz mit den zum Sender gehörenden Seitenbändern. Aufgabe: Heraussiebung des jeweiligen Frequenzbandes unter möglichst weitgehender Unterdrückung der übrigen, dicht benachbarten Frequenzen. Irgendeine gewünschte Senderfrequenz soll dabei innerhalb eines weiten Bereichs wählbar sein, meist zwischen 100 MHz und 150 kHz, also in einem Verhältnis von 1 : 667. Man sieht zu diesem Zweck umschaltbare Wellenbereiche, meist mindestens vier, vor.

1b) Zf-Verstärkung: Im Superhet-Empfänger, meist Super genannt, wird die ankommende Frequenz samt ihrer Modulation in eine andere Frequenz umgesetzt, die dann weiter ver-

stärkt und schließlich dem Demodulator zugeführt wird. Diese Hilfs-Hochfrequenz, auf die die Modulation übergeht, nennt man *Zwischenfrequenz (Zf)*. Die Aufgabenstellung unterscheidet sich von 1a nur insofern, als alle Kreise auf eine vorher festgelegte Frequenz fest eingestellt werden. Weil man auf diese Art hohe Trennschärfe erzielen kann, werden zum großen Teil Bandfilter eingebaut, deren Durchlaßbreite z. T. einstellbar gemacht wird. Sie beträgt bei Amplitudenmodulation bis 10 kHz, bei Frequenzmodulation etwa 250...300 kHz.

2a) Nf-Verstärkung: Hinter dem Demodulator muß hier das sehr ausgedehnte Tonfrequenzband, nämlich von etwas mehr als 20 bis zu annähernd 20 000 Hz, möglichst verzerrungsfrei verstärkt werden. Dabei sollen oft noch die Klangfarbe und die Lautstärke beliebig beeinflußbar sein, manchmal auch noch die Dynamik (≈ Schwung, Triebkraft). Wir verstehen unter Dynamik den Umfang von der größten bis zur kleinsten Lautstärke.

2b) Endverstärkung: Gleiche Verstärkungsaufgabe wie vorher, dabei aber in erster Linie die Erzeugung der nötigen *Sprechleistung*, um den oder die Lautsprecher anzutreiben.

Betrachten wir nun, in sehr vereinfachter Form, die grundsätzlichen Verhältnisse bei diesen Verstärkungsarten:

1a) Die Hochfrequenzverstärkung

Hier ist die Grundforderung, die geringen aufgefangenen Hf-Spannungen formgetreu zu verstärken. Die von der Antenne gelieferten Wechselspannungen müssen so weit verstärkt werden, daß an den Demodulator eine für einwandfreie Demodulation ausreichende Hf-Spannung geliefert wird. Auszugleichen sind daneben die in den eingeschalteten Schwingkreisen und Kopplungen entstehenden Verluste. Ferner soll, soweit erwünscht, die für eine automatische Verstärkungsregelung notwendige Verstärkungsreserve bereitgestellt werden.

Nachdem also, z. B. durch den von der Antenne erregten Schwingkreis, dem Steuergitter der Röhre *Hf-Spannung* zugeführt und durch sie in entsprechende Anodenstrom-Schwankungen umgewandelt wurde, müssen aus diesen Stromschwankungen möglichst große *Spannungsschwankungen* zur Steuerung der nächsten Stufe gewonnen werden.

Das geschieht an dem bei Bild 12.8 besprochenen Außenwiderstand R_a. Die erzielten Wechselspannungen werden natürlich um so größer, je höher dieser Widerstand ist. Man möchte ihn unendlich groß machen; ein hoher ohmscher Widerstand setzt aber bei Stromfluß die Anodengleichspannung herab und vermindert dadurch die Verstärkung. Der Wechselstromwiderstand sollte demnach groß, der Gleichstromwiderstand aber möglichst klein sein. Dieser Forderung entspricht ein *induktiver Widerstand.*

Wir wissen, daß eine Induktivität jeder Änderung von Stromstärke und -richtung, also jedem Wechselstrom, einen induktiven Widerstand entgegensetzt. Er steigt mit der Größe der Selbstinduktion und mit der Frequenz. Man kann daher eine *Hf-Drossel* als Außenwiderstand verwenden. Dabei muß ihre Eigenkapazität möglichst klein sein, denn diese würde für Wechselstrom einen Nebenschluß bilden und die Hochfrequenz an der Drossel vorbeileiten. Die sich mit einer Drossel ergebende Schaltung zeigt **Bild 13.1.**

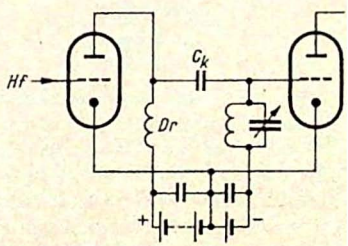


Bild 13.1. Sperrkreiskopplung mit Anodenspannungszuführung über eine Drossel

Zur Erzielung der gewünschten Trennschärfe pflegt man zwischen zwei Hf-Stufen mindestens einen Schwingkreis einzuschalten, der in diesem Falle als Gitterkreis vor der folgenden Röhre liegt und gleichzeitig als Zuleitung für die Gittervorspannung dient. Zur Trennung von Anoden- und Gitterspannung dient der Kopplungskondensator C_k. Hf-Drossel Dr und Kopplungskondensator C_k wirken hier also als *elektrische Weiche:* Dr setzt die Anodengleichspannung kaum herab, versperrt aber der Anodenwechselspannung den Abfluß zur Stromquelle. Sie wird vielmehr durch C_k auf den folgenden Schwingkreis übertragen (evtl. an eine Anzapfung der Spule zwecks geringerer Bedämpfung), während der Weg für die Anodengleichspannung durch C_k gesperrt ist.

Man bezeichnet diese Kopplungsart oft (nicht ganz korrekt) als *Drosselkopplung*. In Wirklichkeit setzt sich der induktive Widerstand von *Dr* mit dem Resonanzwiderstand des Schwingkreises zu einem resultierenden (= sich ergebenden) Widerstand zusammen. Die Schaltung heißt daher korrekt: *Sperrkreiskopplung mit Anodenstromzuführung durch eine Drossel.* Da aber über *Dr* immer noch ein Teil der Hochfrequenz abfließt und die Schaltung auch sonst Nachteile aufweist, kann man auch gleich den *Resonanzkreis als Außenwiderstand* verwenden. Es ergibt sich die *Sperrkreiskopplung* nach **Bild 13.2.**

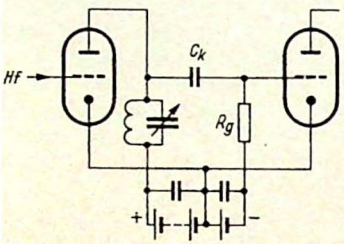


Bild 13.2. Sperrkreiskopplung

Die bekannten Resonanzkurven von Schwingkreisen zeigen ja den Verlauf des Resonanzwiderstandes und damit auch der auftretenden Spannungen um die Resonanzfrequenz herum (Bild 3.2). Bei Kreisen entsprechender Güte fließen zwar innerhalb des Kreises bei Resonanz recht hohe Ströme und treten entsprechend hohe Spannungen auf, durch den Kreis hindurch aber können die in Frage kommenden Frequenzen nicht abfließen, er wirkt für das eingestellte schmale Frequenzband als *Sperrkreis*. Das heißt für die Sperrkreiskopplung: 1. der Resonanzwiderstand ist bedeutend höher als der induktive Widerstand einer Drossel, 2. dieser hohe Widerstand ist nur für das schmale Frequenzband entsprechend der Resonanzkurve vorhanden, alle übrigen Frequenzen werden also wenig oder überhaupt nicht verstärkt, weil für sie nur ein entsprechend kleiner Außenwiderstand vorhanden ist.

Bild 13.3 zeigt eine andere Art der Kopplung zwischen zwei Hf-Stufen, die *Transformator-* oder *Resonanztransformator-Kopplung* (als Resonanztransformator bezeichnet man einen Hf-Übertrager, dessen Primär- oder Sekundärseite auf die

zu übertragende Frequenz abgestimmt wird). Hier wird der Resonanzwiderstand des Schwingkreises mit dem Quadrat des Windungsverhältnisses von L_1 und L_2 übersetzt und erscheint als Außenwiderstand der Vorröhre. L_1 bedämpft aber auch L_2 und setzt damit den Resonanzwiderstand des Kreises herab (das bedeutet etwas geringere Verstärkung als bei Sperrkreiskopplung).

Die günstigsten Übertragungsbedingungen ergäbe die *Bandfilter-Kopplung* nach **Bild 13.4**, da man hier bei richtigem Kopplungsgrad die bekannten Bandfilterkurven mit steilen Flanken erzielen kann (s. Leucht, „Grundlagen", 16.3). Für

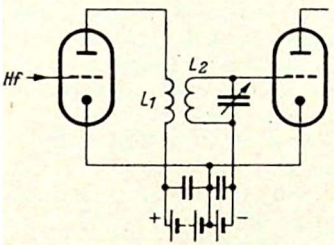


Bild 13.3. Resonanztransformator-Kopplung

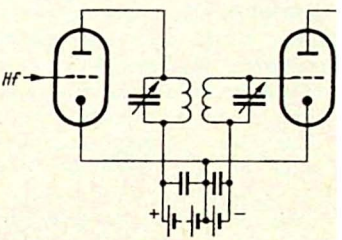


Bild 13.4. Bandfilterkopplung

durchstimmbare Kreise dürfte diese Schaltung heute nicht mehr vorkommen, denn Kopplungsgrad und Resonanzkurven ändern sich mit der Frequenz. Außerdem gehören „Geradeausempfänger", die also die *Empfangs*frequenz in mehreren Stufen verstärken, ohnehin der Vergangenheit an.

Große Bedeutung hat die Bandfilter-Kopplung hingegen für alle Superhet-Empfänger, wie schon zu Anfang dieser Stunde erwähnt.

1b) Die Zwischenfrequenzverstärkung

Ihr Hauptkennzeichen ist, daß eine einzige, festgelegte Frequenz verstärkt, alle danebenliegenden Frequenzen aber unterdrückt werden sollen. Außer beim Langwellenbereich werden im Super die ankommenden Wellen auf eine tiefere Frequenz umgesetzt, weil man desto besser verstärken kann, je niedriger die Frequenz ist (s. hierzu 26. Stunde). Man verwendet für LW, MW und KW meist 460 kHz (früher 468 und

473 kHz), für UKW meist 10,7 MHz oder auch 6,75 MHz. Der große Vorteil ist, daß man für alle AM-Bereiche annähernd die gleiche Verstärkung erzielen kann, weil fast die gesamte Hf-Verstärkung im Zf-Teil erfolgt. Daneben ergeben sich durch die Festfrequenz wesentlich billigere und trotzdem stabilere Kreise als die früher z. T. angewandten mit Vielfach-Drehkondensatoren und -Wellenschaltern.

Für UKW mußte man eine wesentlich höhere Zwischenfrequenz wählen, denn man braucht eine vielmal größere Bandbreite als bei Amplitudenmodulation, und diese wäre auf dem niedrigeren Frequenzbereich gar nicht erzielbar.

Der Name *Zwischenfrequenz* wurde gewählt, weil ursprünglich alle Empfangsfrequenzen auf eine Frequenz zwischen Hoch- und Niederfrequenz, nämlich 110...130 kHz, umgesetzt wurden. Weil diese niedrigen Frequenzen Nachteile aufweisen, ging man später auf die oben angegebenen Frequenzen über, behielt den Namen aber bei.

Die übliche Schaltung entspricht meist dem Bild 13.4, nur treten an die Stelle der gezeichneten Drehkondensatoren hier Festkondensatoren. Der einmalige Abgleich geschieht durch parallel geschaltete Trimmer oder durch verstellbare Eisenkerne in den Spulen. Man verwendet möglichst kleine Kapazitäten (bei AM ca. 160...220 pF für Röhrenverstärker, 400 pF und höher bei Transistorverstärkung). Man erreicht durch kleine Kapazitäten höhere Resonanzspannungen, muß bei Transistoren allerdings auf deren Eigenkapazität und auf andere Eigenheiten Rücksicht nehmen.

Um die Trennschärfe den jeweiligen Erfordernissen anpassen zu können, macht man für die klassischen Wellenbereiche bei hochwertigen Empfängern die Bandfilterkopplung veränderlich und erzielt eine *einstellbare Bandbreite*. Die Kopplung der Kreise kann rein induktiv (der häufigste Fall), rein kapazitiv oder gemischt sein. Dementsprechend kann auch die Bandbreitenänderung durch Nähern und Entfernen oder durch Verdrehen der Spulen oder durch Änderung der Kopplungskapazität erfolgen.

Die Einsattelung eines fest gekoppelten (= *überkoppelten* oder *überkritisch gekoppelten*) Bandfilters, dessen Mittenkurve in **Bild 13.5** punktiert eingezeichnet ist, läßt sich ausbügeln, wenn man darauf ein lose gekoppeltes Bandfilter mit *einer* Resonanzspitze (also *unterkritisch gekoppelt*) folgen läßt. Auch ein Dreikreis-Bandfilter (**Bild 13.6**), das an sich

dreihöckrig mit hohem Mittelhöcker ist, ergibt zusammen mit einem zweihöckrigen eine ähnliche, einigermaßen ausgeglichene Kurve. Solche Einrichtungen kommen aber nur noch in Spitzenempfängern zur Anwendung, und auch da nur für die AM-Bereiche, bei denen die bekannten Trennschwierigkeiten bestehen.

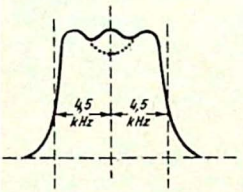


Bild 13.5. „Ausbügelung" einer Höckerkurve durch Hintereinanderschaltung verschieden gekoppelter Bandfilter

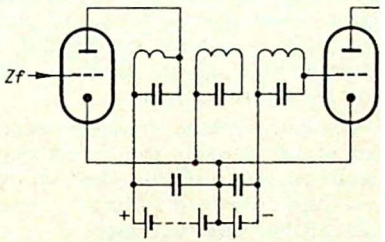


Bild 13.6. Dreikreis-Bandfilter

Alle diese Schaltungen wurden hier, der Übersichtlichkeit halber, in Verbindung mit Dreipolröhren gezeichnet, die man (aus später zu erläuternden Gründen) schon lange nicht mehr für die Hf-Verstärkung in AM-Bereichen anwendet. Dagegen entsprechen ja die jetzigen Transistoren in vieler Hinsicht diesen Trioden, doch spielen bei ihnen wieder andere Gesichtspunkte eine Rolle. Z. B. wendet man in Verbindung mit ihnen im Zf-Teil nicht so häufig Bandfilter an, sondern vielfach Einzelkreise mit einer Koppelspule, wie wir später noch sehen werden.

Prüfungsfragen zur 13. Stunde

13a: Von welcher bis zu welcher Frequenz reichen die bislang vom Rundfunk benutzten Wellen, und wie gelingt es, beim Empfang dieses umfangreiche Frequenzgebiet zu verarbeiten?

13b: Welche Forderungen stellt man an die Hf-Stufen, die die vom Sender ausgesandten Frequenzen verarbeiten sollen?

13c: Was versteht man unter Zwischenfrequenz?

13d: Welche Vorteile bietet die Einschaltung der Zwischenfrequenzverstärkung?

13e: Aus wie vielen Kreisen bestehen Bandfilter in Rundfunkgeräten? Und wie werden die Kreise miteinander gekoppelt?

Niederfrequenz- und Eintakt-Endverstärkung

Ist die Hf-Verstärkung fast stets eine Resonanzverstärkung, so soll bei der Niederfrequenz-(Nf-)Verstärkung, im genauen Gegensatz dazu, nach Möglichkeit der gesamte hörbare Tonfrequenzbereich, im Idealfalle von 16 Hz bis 20 000 Hz, möglichst gleichmäßig übertragen werden. Praktisch werden davon allerdings vielfach Abstriche gemacht, um an Kosten zu sparen.

Die früher allein vorhandenen amplitudenmodulierten Sender strahlten neben der Trägerfrequenz zwei „Seitenbänder" in Breite der höchsten Modulationsfrequenz aus. Zugestanden sind ihnen nur 9 kHz als Gesamtbreite. Diese wird zwar überall überschritten, muß aber, außer bei Ortsempfang, im Empfänger fast stets wieder eingeengt werden, um störende Nachbarsender herauszuhalten. Aber mit etwa 4 500 Hz als Höchstfrequenz erzielt man nur eine höchst unbefriedigende Musikwiedergabe. Das war einer der Gründe, auf UKW überzugehen. Infolge der großen, dort zur Verfügung stehenden Bandbreite kann man 15...20 kHz übertragen. Da auch Schallplatten und Tonbänder einen ähnlichen Frequenzumfang aufweisen und der Nf-Teil eines jeden Rundfunkempfängers auch zu deren Wiedergabe geeignet sein soll, werden heute an die Übertragungsgüte jedes Nf-Verstärkers hohe Anforderungen gestellt.

Nf-*Vor*stufen mit Röhren sind zumeist nur *Spannungs*verstärker ähnlich den Hf-Stufen, *End*stufen hingegen müssen daraus eine entsprechend große Wechselstrom*leistung* machen, damit der oder die Lautsprecher mit der gewünschten Lautstärke betrieben werden können. Das Hauptproblem ist hierbei oft, die geforderte Schalleistung zu erzeugen, ohne daß Verzerrungen auftreten.

2a) Die Niederfrequenzverstärkung

Aus der angeführten Forderung der *gleichmäßigen* Verstärkung aller Frequenzen ergibt sich, daß ein frequenzunabhängiger, ein rein ohmscher Widerstand der geeignetste Außenwiderstand für Nf-Verstärkung wäre. Er wird tatsächlich auch am häufigsten angewandt, und man kommt so zur

Widerstandsverstärkung. Diese gebräuchlichste Art, auch *RC-Kopplung* genannt, zeigt **Bild 14.1.**

Man kann mit dieser Schaltung auch Hochfrequenz verstärken, tut das aber nur dort, wo Sonderzwecke ein breites Frequenzband verlangen und wo keine Selektion (= Auslese, Auswahl) benötigt wird (Meß-, Antennen- u. a. Verstärker).

Ganz frequenzunabhängig ist auch die *RC*-Kopplung nicht, und zwar wegen des Kopplungskondensators C_k, dessen Widerstand für hohe Frequenzen klein ist, aber desto größer, je niedriger die Frequenz wird, so daß er den Bereich nach unten beschneidet. Man kann dem durch Vergrößern der Kapazität etwas entgegenwirken, doch sind hier aus anderen Gründen Grenzen gesetzt.

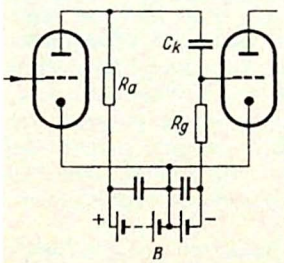


Bild 14.1. RC- oder Widerstandskopplung

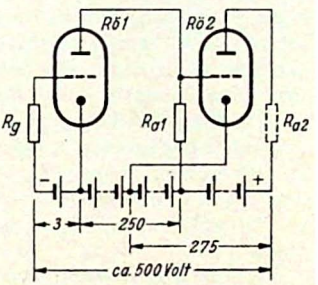


Bild 14.2. Galvanische Kopplung (Loftin-White)

Der *RC-Kopplung* haften danach zwei Nachteile an: a) der Wechselstromwiderstand von C_k und der ohmsche Widerstand R_g bilden für die Wechselspannungen einen frequenzabhängigen Spannungsteiler, so daß am Steuergitter eine (nach tiefen Frequenzen immer geringere) Teilspannung wirksam wird; b) C_k und R_g liegen für Wechselstrom parallel zum Außenwiderstand, weil ja die Spannungsquelle für Wechselspannungen einen Kurzschluß darstellt. Der wirksame Wechselstromwiderstand von R_a wird also (zum Nachteil) herabgesetzt, während der (unerwünschte) Gleichstromwiderstand unberührt bleibt.

Eine Widerstandsverstärkung, die alle diese Nachteile vermeidet, also völlige Frequenzunabhängigkeit und volle Wirksamkeit des Außenwiderstandes bietet, ist die *galva-*

nische Kopplung nach **Bild 14.2**. Sie ergibt bei Niederfrequenz eine äußerst wirksame und praktisch frequenzunabhängige Verstärkung, denn C_k und R_g fallen weg. Die Schaltung ist als „Loftin-White-Schaltung" (sprich: lofftinn-ueit) bekannt.

Ihrer Anwendung steht allerdings der Nachteil entgegen, daß die Anodenspannung von Rö 1 als Gittervorspannung am Steuergitter von Rö 2 liegt. Da diese Vorspannung aber negativ gegen Katode sein muß, ist man gezwungen, die zweite Katode „hochzulegen", d. h. man muß ihr eine um soviel größere positive Spannung gegenüber der Anode von Rö 1 geben, wie bei Rö 2 negative Gittervorspannung benötigt wird. Die Anodenspannung von Rö 1 hängt aber auch vom Anoden-Ruhestrom dieser Röhre, also von der Emissionsfähigkeit ihrer Katode ab, die sich mit der Gebrauchsdauer ändert. Die Aufrechterhaltung der richtigen Spannungsunterschiede über längere Zeiträume ist also nicht leicht zu erreichen. Zu alledem ist ein hoher Aufwand an Batterien bzw. sind hohe Spannungen im Netzanschlußteil Bedingung. Trotz ihrer großen Vorteile wird die Schaltung in Verbindung mit Röhren infolgedessen kaum mehr angewandt. Dagegen hat die galvanische Kopplung wegen ihrer großen Vorzüge bei den Transistoren wieder große Bedeutung erlangt, denn hier ist die erforderliche Spannungsfolge ziemlich leicht zu erzielen.

Als eine Abwandlung dieser Schaltung, die nur bei Transistoren möglich ist und eine noch weitergehende Vereinfachung darstellt, ist die direkte Kopplung bei abwechselnder Verwendung von pnp- und npn-Transistoren zu betrachten, wie sie neuerdings von der Industrie angeboten werden.

Aus den schon früher erwähnten Gründen – hoher Wechselstromwiderstand bei niedrigem ohmschen – kann man auch bei Niederfrequenz die *Drosselkopplung* entsprechend **Bild 14.3** anwenden. Um für die niedrigen Frequenzen einen ausreichenden induktiven Widerstand zu erzielen, braucht man einen Kern aus geschichtetem Eisen und eine hohe Windungszahl. Dieser große Aufwand verhindert eine häufigere Anwendung.

Mit kaum merklich höherem Aufwand läßt sich eine *Transformator-* oder *Übertragerkopplung* nach **Bild 14.4** herstellen. Sie ergibt dadurch die wirksamste Nf-Verstärkung, daß hier bei Röhrenverstärkern aufwärts transformiert wird, um die Steuer*spannung* zu erhöhen, bei Transistoren hingegen ab-

wärts, um den Steuer*strombedarf* zu decken. Bei Röhrenverstärkern stört meist der hohe Übertragerpreis (sie sind auch nur bei Trioden vorteilhaft), bei Transistorgeräten häufig ihr Gewicht. In beiden Fällen lassen sich Resonanzen (= Bevorzugungen bestimmter Frequenzbereiche) nur schwer vermeiden. Bei Röhrenverstärkern, die im Anfang ohne Übertrager nicht auskamen, findet man sie immer seltener, denn inzwischen ergeben die Röhren eine wesentlich größere Verstärkung. In Transistorgeräten verwendet man sie noch häufiger; sie sind hier aber auch kleiner und leichter.

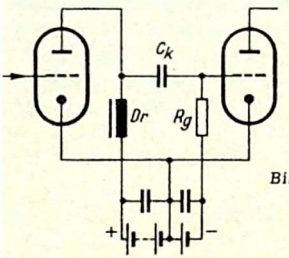


Bild 14.3. Drosselkopplung

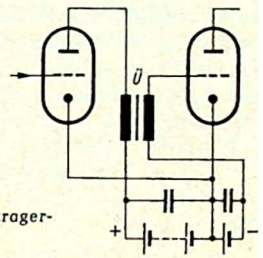


Bild 14.4. Übertragerkopplung

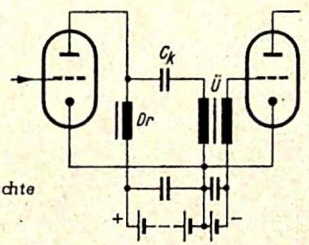


Bild 14.5. Gemischte Kopplung

Der Vollständigkeit halber sei in **Bild 14.5** noch die *gemischte Kopplung* gezeigt, die eine bessere Übertragung der tiefen Frequenzen ermöglicht. Hier ist nicht nur durch Vermeidung einer Gleichstrom-Vormagnetisierung des Übertragerkerns dessen *Frequenzgang* an sich verbessert, sondern C_k und *Dr* ermöglichen ebenfalls seine Beeinflussung. Außerdem kann, da die Anodengleichspannung durch C_k abgesperrt wird, der Übertrager Ü als Spartransformator gewickelt werden. Trotz aller dieser Vorzüge ist die Schaltung zu aufwendig und wird kaum noch angetroffen.

2b) Die End- oder Leistungsverstärkung in Eintaktschaltung

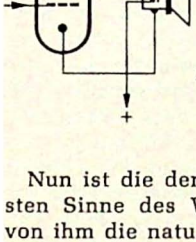
Unter Eintaktschaltung versteht man die Verstärkung in nur einer oder in parallel geschalteten Röhren, im Gegensatz zur Gegentaktverstärkung, bei der zwei gegensinnig geschaltete Röhren oder Transistoren zusammenarbeiten.

Neben der auch in der Endstufe, allerdings in zweiter Linie, verlangten Nf-Verstärkung hat sie vornehmlich die Leistung aufzubringen, welche der oder die Lautsprecher für ihren Betrieb benötigen. Es gibt infolgedessen für diesen Zweck besondere Röhrentypen, die End- oder Lautsprecherröhren bzw. die Endstufen-Transistoren, welche hohe Gleichstromleistungen aufzunehmen und in entsprechend große Wechselstromleistungen umzuwandeln in der Lage sind. Dabei muß ihr Außenwiderstand, d. i. entweder der Lautsprecher selbst oder ein oder mehrere Lautsprecher mit Anpassungsübertragern, in erster Linie unter dem Gesichtspunkt der größtmöglichen Verzerrungsfreiheit und erst in zweiter Linie unter dem einer möglichst guten Leistungsübertragung bemessen werden.

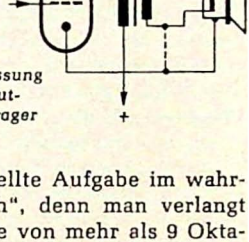
Gaben unsere grundlegenden Betrachtungen schon bei den bisher besprochenen Spannungsverstärkerarten nur ganz allgemeine Grundsätze für die Bemessung der Kopplungsglieder, von denen aufgrund ihrer eigenen oder der Eigenschaften der Röhren oder Transistoren oft erhebliche Abstriche gemacht werden müssen, so ist die bestmögliche *Anpassung* von Lautsprechern stets ein Kompromiß zwischen den genannten Forderungen. Der günstigste Außenwiderstand und der zugehörige Arbeitspunkt können aus den Arbeitskennlinien der Röhren bzw. Transistoren konstruiert werden. Wer dazu nicht in der Lage ist oder wem dies zu umständlich erscheint, hält sich am besten an die in den Röhrentabellen angegebenen Werte. Da es sich beim Außenwiderstand um einen frequenzabhängigen Wechselstromwiderstand handelt, ist festgelegt, daß er mit einer mittleren Frequenz von 1000 Hz gemessen wird.

Bild 14.6 zeigt die Anschaltung eines *magnetischen*, **Bild 14.7** die eines *dynamischen* Lautsprechers. Bei den magnetischen Lautsprechern besitzt fast immer die Lautsprecherspule selbst den vorgeschriebenen Widerstand (Impedanz, d. i. der Scheinwiderstand, bei modernen Endröhren $\approx$ 2,5...10 kΩ). Anders beim dynamischen Lautsprecher: Die Impedanz seiner

Schwingspule setzt sich zusammen aus dem ohmschen Widerstand des Drahtes, dem induktiven Widerstand der Spule und dem Nutzwiderstand, der sich aus der abgestrahlten Schalleistung ergibt. Da die Spule sehr leicht sein muß, der Draht also ziemlich kurz, beträgt die Impedanz üblicherweise zwischen 3 und 15 Ohm. Dieser Wert muß durch den *Ausgangsübertrager Ü* auf die in der Anodenleitung liegende Primärwicklung so übersetzt werden, daß sich der für die Endröhre benötigte Außenwiderstand ergibt. Dessen Wert stimmt natürlich nur, solange die Sekundärwicklung durch die Schwingspule belastet ist. Wird diese Verbindung unterbrochen, so steigt er auf den etwa zehnfachen Wert an.



Links: Bild 14.6. Anschaltung eines magnetischen Lautsprechers



Rechts: Bild 14.7. Anpassung eines dynamischen Lautsprechers mittels Übertrager

Nun ist die dem Lautsprecher gestellte Aufgabe im wahrsten Sinne des Wortes „umfangreich", denn man verlangt von ihm die naturgetreue Wiedergabe von mehr als 9 Oktaven, selbst wenn man nicht viel mehr als 15 000 Hz als oberste Frequenzgrenze fordert. Das wird von keinem Musikinstrument erreicht und übertrifft selbst den Frequenzumfang des Klaviers um zwei Oktaven. Nur die Orgel dürfte ihn erreichen. Man muß daher, wenn man eine gute Tonwiedergabe erzielen will, mehrere Lautsprecher mit verschiedener Tonlage anschalten, die sich gegenseitig ergänzen. Sie werden am besten aus mehreren Sekundärwicklungen eines gemeinsamen Ausgangsübertragers gespeist.

Für die sehr hohen Frequenzen gibt es besondere *Hochtonlautsprecher*, die häufig als Kristall- oder als statische Lautsprecher ausgeführt sind. Diese beiden Arten besitzen meist hohe Impedanz, sie werden direkt an die Sprechwechselspannung und zwar fast stets über *RC*-Glieder (s. 24. Stunde und Leucht, „Grundlagen", 16.4.2) angeschlossen, um die starken tiefen Frequenzen von ihnen fernzuhalten. Das in **Bild 14.8** gezeichnete *RC*-Glied, ein sog. „Hochpaß", hat z. B. eine „Grenz-

frequenz" von 3 200 Hz. Er setzt also diese Frequenz auf das 0,7fache und tiefere entsprechend mehr herab, während er solche ab etwa 6 000 Hz fast ungeschwächt durchläßt. Diese Schaltung eignet sich für einen Kristallautsprecher, durch den nur der Sprechwechselstrom, aber kein Gleichstrom fließt.

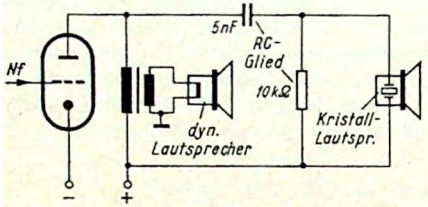


Bild 14.8. Ankopplung eines Kristall-Hochtonlautsprechers über einen RC-Hochpaß

Bei statischen Lautsprechern, die einen großflächigen Kondensator mit einer starren und einer elastischen Fläche darstellen, von denen die letztere in Bewegung gesetzt wird und Schall abstrahlt, ist noch eine hohe Gleichspannung als Vorspannung notwendig (**Bild 14.9**). Ohne eine solche Vorspannung würde jede *Halb*welle der Niederfrequenz einen Membranausschlag verursachen. Es würde also die verdoppelte Schwingungszahl abgestrahlt und alle Töne würden um eine Oktave höher erscheinen. Gibt man aber der Membran

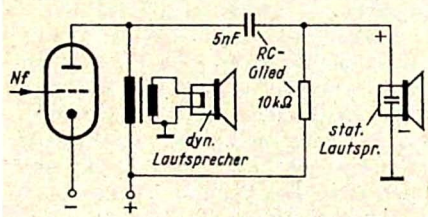


Bild 14.9. Ankopplung eines statischen Hochton-Lautsprechers über einen RC-Hochpaß unter Zuführung einer hohen positiven Vorspannung

eine positive Vorspannung genügender Höhe, so hat sie von vornherein eine gewisse Durchbiegung (Vorspannung). Jede positive Halbwelle verstärkt diese Durchbiegung, jede negative Halbwelle verringert sie. Die Vorspannung muß so hoch sein, daß sie von negativen Spitzen der wiederzugebenden Niederfrequenz niemals überkompensiert werden kann.

Teilweise macht man aber auch in anderer Weise von LC-Gliedern Gebrauch. **Bild 14.10** zeigt eine solche Schaltung, bei

der durch einen Tiefpaß die hohen Töne vom Tiefton-Lautsprecher und durch einen Hochpaß die tiefen Töne vom Hochton-Lautsprecher ferngehalten werden. Es gibt da die verschiedensten Kombinationen.

Bei allen Wellenbereichen mit Amplitudenmodulation tritt infolge der zu geringen Senderabstände und der Überbeset-

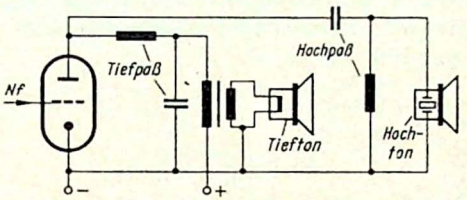
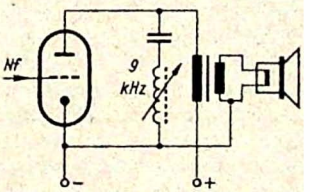


Bild 14.10. Ankopplung eines Tiefton-Lautsprechers über LC-Tiefpaß und eines Kristall-Hochton-Lautsprechers über LC-Hochpaß

zung mit Sendern eine gegenseitige Störung der Sender ein. Bei normalem Senderabstand von 9 kHz tritt durch Überlagerung der beiden Frequenzen ihre Differenz, also die Frequenz 9 kHz, als oftmals recht intensiver Störton in Erscheinung, der noch dazu im Bereich hoher Empfindlichkeit unseres Ohres liegt. Hochwertige Rundfunkempfänger unterdrücken daher meistens diesen Störton durch Vorschalten eines Reihenresonanzkreises vor den Lautsprecher, wie es **Bild 14.11** zeigt. Er wird auf 9 kHz abgestimmt und ist nicht etwa, wie er genannt wird, eine *9-kHz-Sperre*, sondern im Gegenteil ein Leitkreis als Kurzschluß für diese Frequenz. Richtiger ist also die Bezeichnung *Interferenzfilter* (Interferenz = Überlagerung von Wellenzügen). Eine andere Anwendung zeigt Bild 29.8.

Bild 14.11. 9-kHz-Interferenzfilter vor dem Lautsprecher



Prüfungsfragen zur 14. Stunde

14a: Welche Aufgaben hat der Nf-Verstärker zu erfüllen?

14b: Welche Kopplungsart wird im Nf-Teil am häufigsten verwendet?

14c: Welche vorteilhaftere Kopplungsart ist bei Transistoren anwendbar?

14d: Was verlangt man von der Endstufe eines Nf-Verstärkers?

14e: Was versteht man unter Eintakt-Endverstärkung?

14f: Was ist eine 9-kHz-Sperre?

15. STUNDE

Die Gegentakt-Endverstärkung

Grundsätzlich kann man auch Hochfrequenz im Gegentakt verstärken. Man wendet dieses Verfahren aber meist nur im Niederfrequenzteil an, und auch hier wieder fast ausschließlich in der Endstufe, weil man dort große Leistungen braucht. Zwei Vorteile können mit der Gegentaktverstärkung erzielt werden: 1. eine höhere Wiedergabegüte, 2. bei entsprechender Ausbildung ganz erhebliche Stromeinsparungen. Das erste ist immer erstrebenswert. Aber auch das zweite spielt schon bei Netzstromversorgung eine gewisse Rolle, bei Batteriebetrieb ist es außerordentlich wichtig, denn die Endstufe ist ja der größte Stromverbraucher im Gerät. Beide Punkte sind von besonderer Wichtigkeit bei den Transistoren, die wir in der nächsten Stunde behandeln werden. Hier spielen nicht nur die Stromkosten und die Güte der Wiedergabe eine wesentliche Rolle, sondern auch die bei höherem Stromverbrauch entstehende Verlustwärme, die vermieden werden muß (siehe 9. Stunde). Es ist also in mehrfacher Hinsicht vorteilhaft, die gewünschte Ausgangsleistung verteilt über mehrere Transistoren zu beziehen.

Die prinzipielle Ausführung einer Gegentakt-Endstufe mit Dreipolröhren zeigt **Bild 15.1.** Die von Röhre $Rö_1$ gelieferte Nf-Spannung wird durch den Übertrager $Ü_1$ *mit entgegengesetzter Phase* den beiden Endröhren $Rö_2$ und $Rö_3$ zugeführt und nach der Verstärkung im Übertrager $Ü_2$ gegenphasig wieder zusammengesetzt. In dieser Gegenphasigkeit liegt der grund-

legende Unterschied gegenüber einer Parallelschaltung von mehreren Endröhren oder -transistoren, die man natürlich vornehmen kann, um die Last zu verteilen. Die genannten Vorteile kommen aber eben durch die Gegenphasigkeit zustande.

Es ist allerdings wichtig, daß die beiden Röhren bzw. Transistoren möglichst genau übereinstimmende Eigenschaften haben, da sonst von vornherein mehr oder minder große

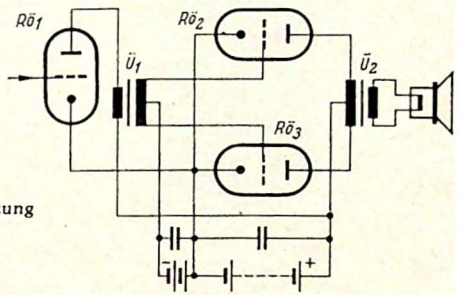


Bild 15.1. Grundschaltung der Gegentakt-Endverstärkung

Verzerrungen entstehen können oder, je nach der Schaltung, eine Seite überlastet wird. Man verwendet daher fast stets ausgesuchte Paare von Endverstärkern. Das gilt besonders für Transistoren, denn bei ihnen gibt es noch größere Streuungen. Die Erzeuger liefern aber passende Paare.

Der Übertrager $Ü_2$ dient nicht nur zum Wiederzusammensetzen der verstärkten Schwingungen, sondern ist gleichzeitig der Ausgangsübertrager, der die Anpassung des oder der Lautsprecher übernimmt. Da die beiden Hälften der Primärwicklung vom Anodenstrom der Endröhren in entgegengesetzter Richtung durchflossen werden, heben sich die Gleichstrom-Magnetisierungen des Kerns gegenseitig auf. Dieser Wegfall der Vormagnetisierung gestattet nicht nur die Verwendung eines kleineren Kerns, sondern verbessert darüber hinaus seinen „Frequenzgang" erheblich. Man versteht darunter den Verlauf der Kurve, die sich aus der fortlaufenden Aufzeichnung der Übertragung aller in Frage kommenden Frequenzen ergibt, wenn man sie nacheinander mit gleicher Stärke hineingibt.

Der größte Vorteil aller Gegentaktschaltungen aber ist, daß auch die in den Röhren entstehenden Verzerrungen sich zum größten Teil gegenseitig aufheben (und alles, was hier im folgenden für Röhren gesagt wird, gilt sinngemäß auch für Transistoren). Das betrifft vornehmlich die geradzahligen Oberwellen, die aber den wichtigsten Teil dieser Verzerrungen ausmachen. In **Bild 15.2** sind die I_a/U_g-Kennlinien der beiden Röhren so oberhalb und unterhalb der Nullinie eingetragen, daß die beiden Arbeitspunkte senkrecht übereinander liegen. Die Abbildung der unten eingezeichneten Gitter-

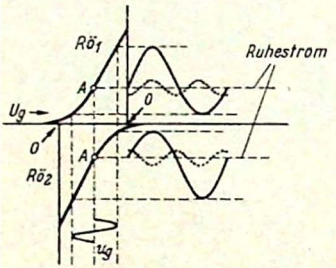


Bild 15.2. Abbildung der Gitterwechselspannung u_g an den gegensinnigen Kennlinien der Endröhren bei A-Verstärkung

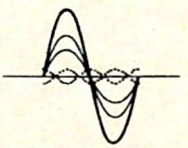


Bild 15.3. Zusammensetzung der gewonnenen Ausgangsspannungen zu einer Summenspannung und gegenseitige Aufhebung der (gestrichelten) 2. Harmonischen

wechselspannung u_g ergibt, wie man sieht, gegensinnige Verzerrungen der ursprünglichen Sinuslinie. Diese sind hauptsächlich durch die gestrichelt eingezeichneten 2. Harmonischen der Grundwelle hervorgerufen, die an der niemals ganz geraden Kennlinie in jedem Falle entstehen.

In **Bild 15.3** sind die Einzelschwingungen so zusammengefügt (überlagert), wie der Übertrager $Ü_2$ das tut. Man sieht, daß aus den beiden Grundschwingungen schon ein recht gleichmäßiges Abbild von u_g gewonnen wird, während die (gestrichelten) zweiten Harmonischen sich vollständig gegenseitig aufheben. Dasselbe gilt für die 4., 6. usw. Harmonischen, die aber ohnehin sehr schwach sind. Übrig bleiben die ungeradzahligen, die sich nicht aufheben und von denen sich die 3. Harmonische noch nennenswert bemerkbar machen kann. Die kann man aber durch richtige Wahl des Außenwiderstandes weitgehend ausschalten. Es gelingt also durch solche Schaltungen, die Verzerrungen, den *Klirrfaktor*, weitgehend herabzusetzen. Man kann aber auch, wenn man einen

höheren Klirrfaktor in Kauf nimmt, mit den gleichen Röhren eine erheblich größere Ausgangsleistung erzielen.

Als *Klirrfaktor* (Klirrgrad, Oberwellengehalt) bezeichnet man nach DIN das Verhältnis des Effektivwertes aller Oberwellen zum Effektivwert des gesamten Gemisches und drückt ihn in Prozenten aus. Verzerrungen durch Beimischung von Oberwellen, Kombinationsfrequenzen usw., Frequenzen also, die ursprünglich nicht in dem zu verarbeitenden Frequenzgemisch enthalten waren, nennt man *nichtlineare Verzerrungen*, weil sie an einer nichtlinearen Kennlinie entstehen. Als *lineare Verzerrungen* bezeichnet man hingegen die Änderung des Verhältnisses der ursprünglich vorhanden gewesenen Frequenzen zueinander, also z. B. die Bevorzugung oder Benachteiligung bestimmter Frequenzbereiche.

Sinngemäß hat man Einrichtungen, die solche linearen Verzerrungen (teilweise) rückgängig machen sollen, als *Entzerrer* bezeichnet. Es hat sich aber vielfach der Brauch eingeführt, alle Einrichtungen zur Beeinflussung des Frequenzganges (also auch solche zur willkürlichen Herbeiführung linearer Verzerrungen) als Entzerrer zu bezeichnen. Hierzu gehören z. B. Tonblenden, Baßregister usw.

Verstärkerstufen, die so arbeiten, wie in Bild 15.2 dargestellt, nennt man *Gegentakt-A-Verstärker*, wie überhaupt jede Verstärkung, bei der der Arbeitspunkt in der Mitte des etwa geradlinigen Kennlinienteils liegt, als *A-Verstärkung* bezeichnet wird. Auch bei der Gegentakt-A-Verstärkung fließt also dauernd in beiden Röhren der eingestellte Ruhestrom (s. 12. Stunde). In modernen Endröhren sind das 25...65 mA, und es ergibt sich die schon früher angedeutete ungünstige Leistungsbilanz.

Nun kann man aber den Ruhestrom herabsetzen, indem man durch Erhöhung der Gittervorspannung den Arbeitspunkt in den unteren Kennlinienknick verlegt, wie es **Bild 15.4** zeigt, und bekommt auch dort eine brauchbare zusammengesetzte Kurve, die entsprechend Bild 15.3 konstruiert werden kann. Auch setzen sich, wie gestrichelt angedeutet, diese beiden Kennlinien etwa zu einer geraden Kennlinie zusammen. Wie man deutlich sehen kann, fließt hier in jeder Röhre nur ein minimaler Ruhestrom (einige Milliampere), solange kein Signal ankommt. Und dieser Strom wird nur so lange und so weit ansteigen, wie die Gitterspannung durch eine Steuerspannung in positiver Richtung ver-

schoben wird. Der Anodenstromverbrauch wird sich also fast genau der jeweiligen Aussteuerung der Röhren (≈ der jeweiligen Lautstärke) anpassen.

Diese sogenannte *Gegentakt-B-Verstärkung* ergibt eine sehr erhebliche Einsparung an Anodenleistung und natürlich auch an Verlustwärme. Beides macht derartige Schaltmaßnahmen für Transistorgeräte sehr interessant, die ja zumeist aus Batterien gespeist werden. Wie aus dem Bild deutlich

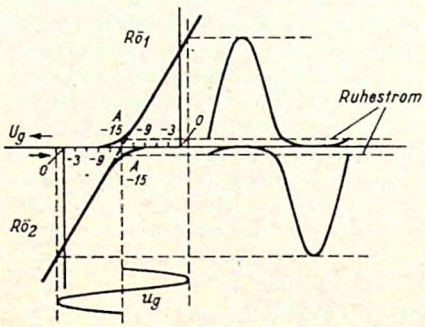


Bild 15.4. Entsprechend Bild 15.2 dargestellte Gegentakt-B-Verstärkung mit den sich ergebenden Ausgangsspannungen

ersichtlich, wird ja außerdem die Kennlinie hier viel weiter ausgesteuert, die Steuerspannung kann ganz erheblich größer sein, und der Gewinn an Leistung ist bedeutend. Diese Schaltung wird angewandt bei Röhren und noch mehr bei Transistoren, bei denen ja geringste Erwärmung, also kleinster Ruhestrom, vordringlichste Forderung ist. Das Prinzip ist dort das gleiche wie für Röhren dargelegt.

Weil man zur höchstmöglichen Ausnützung der Röhren die Kennlinie bis zum Einsatz von Gitterstrom (das ist schon bei −1,3 V der Fall) auszusteuern pflegt, muß die davor liegende Nf-Verstärkerstufe in der Lage sein, diesen Gitterstrom zu liefern. Da sie diesen durch die Endröhren hindurchtreibt, nennt man sie *Treiberröhre*, und sie findet sich in allen Gegentaktschaltungen.

Die B-Verstärkung ergibt die größte Leistung von allen für Wiedergabezwecke benutzten Verstärkern und insbesondere die günstigste Leistungsbilanz. Man muß bei ihr allerdings etwas größere Verzerrungen in Kauf nehmen. Sie treten besonders bei kleinen Lautstärken auf, weil dann (fast) ausschließlich der gekrümmte Kennlinienteil benutzt wird. Häu-

fig verlegt man daher den Arbeitspunkt etwas höher, von der Krümmung weg. Man bezeichnet dieses Verfahren, weil es zwischen den beiden besprochenen Extremen liegt, als *Gegentakt-AB-Verstärkung*, und diese Schaltungsart ist wohl die am meisten angewandte. Sie vereinigt die Vorzüge der beiden besprochenen Arten, vermeidet aber deren Nachteile.

Es gibt außerdem noch *C-Verstärker*, bei denen der Arbeitspunkt noch weiter in den negativen Bereich hinein verschoben wird. Diese Verstärkungsart wird nur in Senderverstärkern benutzt und liefert den höchsten Wirkungsgrad, kommt aber wegen der auftretenden Verzerrungen in Empfängern als Verstärker nicht vor. Dagegen arbeiten alle unsere Schwingungserzeuger („Oszillatoren"), wie sie in jedem Super gebraucht werden, im C-Betrieb, also im Gitterstromgebiet. Sie werden in der 27. Stunde behandelt.

Weiter könnte uns gelegentlich ein *D-Verstärker* begegnen. Das ist ein Gegentakt-AB-Verstärker, bei dem nicht, wie bei dieser Art sonst üblich, die Gittervorspannung automatisch, durch Katodenwiderstände (siehe 24. Stunde), erzeugt wird, sondern in einem besonderen Gleichrichter. Der D-Verstärker bringt zwar den geringsten Klirrfaktor, wenn man von Gegentakt-A-Schaltungen absieht, erfordert aber einen so viel höheren Aufwand, daß man ihn nur für hochwertige Verstärkeranlagen verwendet.

Die Schwäche aller dieser Gegentakt-Endstufen sind die dort benötigten Übertrager, die sich nur schwer so herstellen lassen, daß ihr Frequenzgang befriedigt. Hinzu kommt, daß sie ziemlich teuer sind. Man hat deshalb nach Wegen gesucht, um ohne sie auszukommen. Für die gegenphasige Steuerung der beiden Endröhren gelingt das mit der viel verwendeten *Phasenumkehr-Röhre*, deren Prinzip an Hand von **Bild 15.5** erläutert werden soll, das im übrigen nur das Schema zeigt unter Weglassung aller zusätzlich notwendigen Teile.

Bei der Phasenumkehrröhre $Rö_1$ ist der Außenwiderstand in zwei Hälften aufgeteilt, die Widerstände R_1 und R_2. Wenn man bedenkt, daß der gleiche Anodenstrom, der über R_2 zur Anode fließt, von der Katode aus über R_1 wieder zur Stromquelle zurückfließt, so wird klar, daß an diesen beiden (im Wert gleichen) Widerständen in jedem Augenblick der gleiche Spannungsabfall auftreten wird, ganz gleich, wie der Anoden-

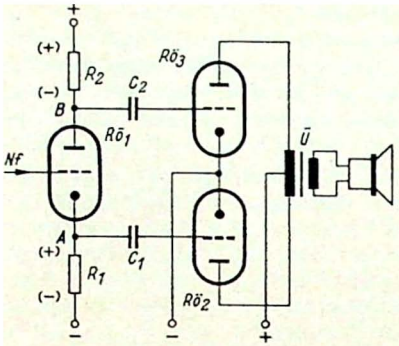


Bild 15.5. Gegenphasige Steuerung einer Gegentakt-Endstufe durch eine Phasen-Umkehrröhre

strom durch das Steuergitter auch gesteuert werden mag. Für die Anschlußpunkte der Kondensatoren C_1 und C_2 tritt jedoch jeweils die entgegengesetzte Wirkung ein. Betrachten wir zuerst den Fall, daß der Anodenruhestrom fließt und nehmen wir an, daß dadurch an den beiden Widerständen ein Spannungsabfall von z. B. je 6 V entsteht. Dann hat die Katode eine positive Vorspannung dieser Höhe, während am Anodenanschluß die von der Spannungsquelle gelieferte Spannung um 6 V herabgesetzt ist. Bei der positiven Halbwelle einer Steuerwechselspannung an $Rö_1$ wird deren Anodenstrom und damit zugleich der Spannungsabfall an beiden Außenwiderstandshälften steigen. Das bedeutet aber, daß die Spannung bei A steigt, bei B aber fällt (B wird negativer, weil ein größerer Spannungsabfall an R_2 weniger von der gelieferten positiven Anodenspannung übrig läßt). Die beiden Kopplungskondensatoren C_1 und C_2 übertragen also gegenläufige Spannungsimpulse auf die Steuergitter von $Rö_2$ und $Rö_3$, genau wie die Gegentaktverstärkung das erfordert. Die dann folgende Halbwelle setzt den Anodenstrom von $Rö_1$ und damit auch die an R_1 und R_2 abfallenden Spannungen herab. Damit fällt die Spannung bei A und die bei B steigt, also ergeben sich wieder gegenläufige Steuerungen der Endröhren.

Nochmals sei wiederholt, daß dies nur das Prinzip darstellen soll. Gezeigt wird ohnehin nur eine der Möglichkeiten gegenphasiger Steuerung ohne Übertrager oder, wie man sie auch nennt, der *Gegentaktverstärkung mit Widerstandskopplung.*

Durch Phasenumkehrröhren läßt sich der Zwischenübertrager vor der Endstufe vermeiden, aber nicht der noch viel stärker belastete Ausgangsübertrager, der sich durchaus nicht mit idealer Frequenzkurve herstellen läßt und zu mancherlei Kummer Anlaß gibt. Die Schwingspule eines dynamischen Lautsprechers direkt in den Anodenstromkreis zu schalten, ist aber normalerweise auch nicht möglich, denn sie würde aus zwei Gründen zu schwer ausfallen: 1. müßte sie eine verhältnismäßig hohe Impedanz haben, um an die Röhre richtig „angepaßt" zu sein (siehe 14. Stunde), 2. müßte sie aus so starkem Draht gewickelt sein, daß sie den verhältnismäßig starken Anodenstrom leistungsfähiger Endröhren aushielte. Jede dieser Forderungen allein wäre unerfüllbar.

Der Ausweg wurde dadurch gefunden, daß man zuerst einmal den Lautsprecher gleichstromfrei anschloß, ihm also nur den Sprechwechselstrom zuleitete, den Anodengleichstrom aber auf anderem Wege zu den Röhren führte. Ferner mußte man auch die Endröhren in bezug auf den Wechselstrom anders schalten. Selbst bei einer Endröhre, die in Eintaktschaltung einen Außenwiderstand von nur 5 kΩ erfordert (normal 5,2...11 kΩ), brauchte man in den Schaltungen nach den Bildern 15.1 und 15.5 einen Außenwiderstand von 8...9 kΩ, weil die Röhren für Wechselstrom in Reihe und nur für die Gleichstromversorgung parallel liegen. Man macht nun aber das Gegenteil, schaltet also die Röhren für Wechselstrom parallel und für Gleichstrom in Reihe. Dadurch wird der für zwei Röhren erforderliche Anpassungswiderstand niedriger als für eine. Mit einer speziell für diesen Zweck geschaffenen Endröhre (EL 86), die in Eintaktschaltung nur einen Außenwiderstand $R_a = 2{,}4\,\text{k}\Omega$ erfordern würde, kommt man zu Schaltungen, die nur Außenwiderstände von 1 000 oder gar 800 Ω erfordern. Schwingspulen mit solchem Scheinwiderstand können aber noch mit so geringer Masse hergestellt werden, daß sie ein sehr breites Frequenzband wiederzugeben in der Lage sind. Ganz besonders aber fallen bei diesen Schaltungen die bei Übertragern an den Enden des Frequenzbandes auftretenden Phasendrehungen weg, die die zur Klangverbesserung eingebauten Gegenkopplungen (siehe 30. Stunde) nicht nur unwirksam machen, sondern über sie in diesen Frequenzbereichen sogar Verzerrungen verursachen.

Bild 15.6 zeigt eine in der Praxis bewährte Originalschaltung der *transformatorlosen Gegentakt-Endstufe* für die Spezialröhre EL 86. Man sieht deutlich, daß nur $Rö_1$ am Pluspol der Anodenspannung liegt und der Anodenstrom also beide Röhren nacheinander durchfließen muß. Im übrigen enthält das Schaltbild eine Anzahl Widerstände und Kondensatoren, die nur erforderlich sind, weil es sich hier um Fünfpol- statt der bisher betrachteten Dreipolröhren handelt. Das gilt für R_{g2} und C_{sch}, die je zweimal erscheinen. Die Widerstände R_{ka} dienen nur dazu, die Gittervorspannung zu erzeugen (siehe 24. Stunde), und R_{ka2} ist dazu noch mit dem großen Kondensator C_{ka2} überbrückt, so daß er nur für Gleichstrom wirksam wird und Wechselspannungen an ihm nicht auftreten können. Alle diese Teile können für unsere Überlegungen außer Betracht bleiben.

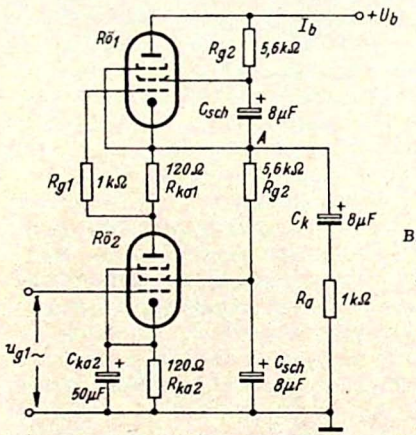


Bild 15.6. Transformatorlose Gegentakt-Endstufe mit Spezial-Endpentoden

Um zu zeigen, in welcher Weise die Röhren *für Wechselstrom* parallel liegen, wurde die normale Darstellung in **Bild 15.7** umgezeichnet und dabei gleichzeitig alle vorher als hier unerheblich bezeichneten Schaltelemente nur punktiert angedeutet. Da auch der zwischen den Röhren liegende Katodenwiderstand R_{ka1} mit 120 Ω einen für den Wechselstrom ganz unbedeutenden Wert hat, kann man praktisch den Punkt A, wo der Lautsprecher angeschlossen ist, als Verbindungspunkt der beiden Röhren betrachten. Denn diese

haben einen (Wechselstrom-)Innenwiderstand von je etwas über 20 kΩ, und an ihnen fällt die wirksame Wechselspannung ab, die den Sprechwechselstrom durch den Lautsprecher treibt. Gegen Gleichstrom ist der Lautsprecher durch den großen Kondensator C_k gesperrt. Wie kommt nun an Punkt A eine Wechselspannung zustande, die sich aus der Summe der beiden Röhrenleistungen ergibt?

Die durch die Katodenwiderstände erzeugten und den beiden Steuergittern zugeführten Gittervorspannungen sind so bemessen, daß der normale Anodenruhestrom von insgesamt 69 mA fließt. Die beiden Röhren sind steuerbare Widerstände für den Anodenstrom, so daß sie und der dazwischen liegende kleine Widerstand einen dreiteiligen Spannungsteiler bilden. Praktisch wird die Anodenspannung am Punkt A etwa halbiert. Gesteuert wird nun zuerst $Rö_2$. Gelangt an deren Steuergitter eine positive Halbwelle der Niederfre-

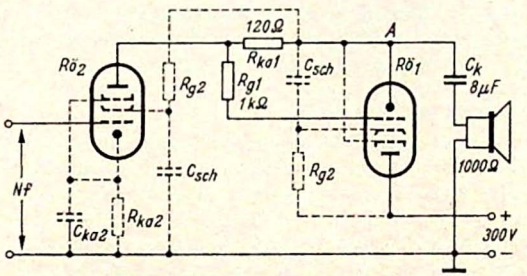


Bild 15.7. Umzeichnung von Bild 15.6 zur Veranschaulichung der wechselstrommäßigen Parallelschaltung der Endröhren bei gegenphasiger Steuerung

quenz, so wird deren Steuergitter weniger negativ gegen Katode und läßt einen stärkeren Anodenstrom fließen. Das ist aber das gleiche, als hätte sich der Widerstand der Röhre für den Anodenstrom erniedrigt. Der höhere Strom durchfließt auch R_{ka1} und erzeugt an ihm einen höheren Spannungsabfall, der als höhere negative Vorspannung am Steuergitter von $Rö_1$ erscheint und deren Anodenstrom herabzusetzen sucht. Das aber bedeutet, umgekehrt zu $Rö_2$, eine Erhöhung des Widerstandes von $Rö_1$. Natürlich bleibt trotzdem annähernd der Mittelwert des Anodenstroms durch den Ge-

samtspannungsteiler bestehen, denn es hat sich ja nur das Spannungsteilerverhältnis geändert. Der Herabsetzung der Gitterspannung bei $Rö_2$ entspricht auch eine Herabsetzung des an ihr wirksamen Teils der Anodenspannung und umgekehrt bei $Rö_1$. Da aber der Widerstand von $Rö_2$ herabgesetzt, der von $Rö_1$ erhöht ist, wird Punkt A weniger positiv als bei ungesteuerten Röhren. Bei der sofort folgenden negativen Halbwelle geschieht genau das Umgekehrte: der Punkt A wird in Richtung auf den positiven Spannungspol verschoben. Man kann also gewissermaßen sagen, der Punkt A rutsche in seiner Spannung auf und nieder, genau entsprechend den am Gitter von $Rö_2$ wirksamen Steuerspannungen. Das entspricht einer an A liegenden, durch beide Röhren verstärkten Wechselspannung, und diese fließt über den Kondensator C_k von 8 µF und den Lautsprecher zum Gegenpol.

Damit haben wir die Hauptprinzipien der Gegentaktverstärkung besprochen, doch bei weitem nicht alle Schaltungsvarianten. Ausführlich sind die Probleme der Nf-Verstärkung u. a. behandelt in RPB 7/8, Niederfrequenz-Verstärker mit Röhren und Transistoren von Fritz Kühne.

Prüfungsfragen zur 15. Stunde:

15a: Welche Vorteile kann die Gegentakt-Verstärkung bringen? Müssen bei ihr auch Nachteile in Kauf genommen werden?

15b: Worin besteht der Unterschied gegenüber Eintakt-Verstärkung?

15c: Wie erfolgt die gegenphasige Steuerung der beiden Endverstärker-Röhren bzw. -Transistoren?

15d: Wodurch erzielt man bei der Gegentaktverstärkung eine erhöhte Verzerrungsfreiheit?

15e: Wie kann man bei der Gegentaktverstärkung eine wesentliche Betriebsstromeinsparung erzielen?

Der Transistor

Bei der Röhrendiode gelangte man durch Einfügen eines Steuergitters zwischen Katode und Anode zum steuerbaren Ventil oder zum *aktiven Vierpol.* Dasselbe gelang bei den Punktkontaktdioden dann 1948 den Amerikanern Bardeen und Brattain, nachdem seit Jahrzehnten viele Versuche in dieser Richtung fehlgeschlagen waren. Indem sie im Abstand von 0,05...0,1 mm von der ersten Spitze entfernt eine zweite anbrachten, wie **Bild 16.1** schematisch zeigt, hatten sie hier ebenfalls drei Elektroden. Allerdings konnte man hiermit nicht in der gleichen Weise arbeiten wie mit den Röhren. Während bei diesen die Polaritäten abwechseln, haben wir beim Transistor eine steigende Stufenfolge, also:

	Pol 1:	Pol 2:	Pol 3:
Dreipolröhren	schwach positiv	negativ	stark positiv
pnp-Transistoren	positiv	schwach negativ	stark negativ
npn-Transistoren	negativ	schwach positiv	stark positiv

Schon daraus geht hervor, daß der Mechanismus der Verstärkung ganz anders sein muß als bei Elektronenröhren. Der zweite grundlegende Unterschied ist, daß die dem Steuergitter entsprechende Mittelelektrode (die immer an der Steuerung beteiligt ist) einen Strom aufnimmt, daß infolgedessen immer ein Steuerstrom fließt. Drittens schließlich fließt in der Arbeitsrichtung zum Ausgang kein Strom, solange nicht zur Mittelelektrode ein entsprechender Strom fließt. Gesteuert werden Röhren also durch Spannungen, Transistoren hingegen durch Ströme. Bei aller äußerlichen Ähnlichkeit der Schaltungen können daher die von den Röhrenschaltungen her bekannten Grundsätze nicht in allen Teilen auf Transistorschaltungen angewandt werden.

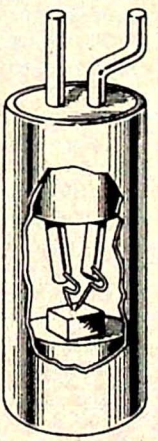


Bild 16.1. Aufbau der ersten Spitzen-Transistoren

Die Symbole für derartige aktive Halbleiter-Vierpole, allgemein *Transistoren* genannt (aus transducer = Umformer und resistor = Widerstand) zeigt **Bild 16.2**. Sie sind von der vorher gezeigten Bauform abgeleitet. Der dicke Strich bedeutet das Plättchen, auf das die beiden Elektroden aufgesetzt sind, und heißt daher *Basis (B)*. Die beiden anderen Pole heißen *Emitter (E)* (= Aussender) und *Kollektor (C)* (= Sammler). Wie die Namen schon andeuten, entspricht der Emitter (er liefert die Ladungsträger) der Katode. Der Kollektor entspricht der Anode der Röhre (er nimmt die Ladungsträger auf, „sammelt sie ein"). Die Basis, durch die der Strom hindurch muß, kann mit dem Steuergitter verglichen werden. Dabei ist zu beachten, daß die Pfeilspitze am Emitter wieder, wie bei der Diode, die konventionelle Stromrichtung (von Plus nach Minus) bedeutet.

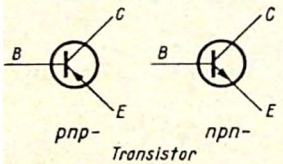


Bild 16.2. Symbole der beiden möglichen Transistor-Trioden

Wir haben hier also, das sagen die Bezeichnungen *pnp* und *npn*, in beiden Fällen zwei jeweils gegeneinander geschaltete pn-Übergänge mit einem gemeinsamen Mittelpol, und es mag überraschend erscheinen, daß es für die Funktion nur auf die Abwechslung zwischen p- und n-Schichten ankommt. Zuerst herrschten pnp-Typen vor. Mit der zunehmenden Verwendung von Silizium erschienen immer mehr npn-Typen. Es ist noch unsicher, wohin die Entwicklung führen wird.

Bei der Röhre ist eindeutig festgelegt, daß alle Spannungsangaben auf die Katode bezogen sind. Beim Transistor ist der Bezugspunkt nach der Schaltungsart unterschiedlich. Man muß ihn daher bei jeder Spannungsangabe mit anführen und schreibt z. B. U_{BE} für die „Spannung der Basis gegen den Emitter" und sinngemäß U_{CE} für die „Spannung des Kollektors, gemessen gegen den Emitter" (C ist allgemein das Zeichen für den Kollektor). Da die so gemessenen Spannungen beim viel gebrauchten pnp-Transistor negative Spannungen sind, schreibt man anstelle von $U_{BE} = -120\,\text{mV}$ zu meist $-U_{BE} = 120\,\text{mV}$. Beide Schreibarten bedeuten zwar

dasselbe, die letzte Schreibart wird jedoch deshalb bevorzugt, weil man bei ihrer Anwendung bei der Kennliniendarstellung zu gleichartigen Darstellungen kommt, wie man sie von Röhren her gewöhnt ist, so daß sich bessere Vergleichsmöglichkeiten ergeben. Der zweite und sehr wichtige Grund ist, daß man nur so zu der gleichen Darstellung kommt, wie sie sich bei Zugrundelegung positiver Werte bei npn-Transistoren ohnehin ergeben.

Wegen der geringen Belastbarkeit der Spitzentransistoren, in erster Linie aber wegen der Herstellungsschwierigkeiten (auch weil man sie für weniger langlebig hält) hat man diese Bauart inzwischen verlassen. Allgemein eingeführt wurde zuerst der im Legierungsverfahren hergestellte *Flächentran-*

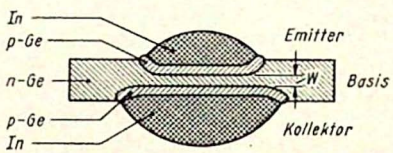


Bild 16.3. Schema des Aufbaus eines Legierungs-Transistors (Basisweite $W \approx 10...20\ \mu m$)

sistor, ein Verwandter der am Schluß der 11. Stunde besprochenen Flächendiode. In das n-Germanium-Plättchen werden hier nicht einseitig, sondern beiderseits Indiumpillen einlegiert. Das ergibt ein Gebilde, wie es **Bild 16.3** *schematisch* im Schnitt darstellt. Wie dabei die gezeichneten p-Germanium-Schichten durch Überkompensation der n-Dotierung zustandekommen, wurde bereits in der 11. Stunde erklärt. An die beiden Indiumpillen und an das Basisplättchen werden sperrschichtfrei Zuleitungen angelötet und das Ganze in ein Gehäuse eingebaut. Dieses ist meist mit trockener Luft gefüllt, aber nicht evakuiert. Bei den Symbolen nach Bild 16.2 dient also der Kreis nur zur Hervorhebung der Transistoren in größeren Schaltungen.

Die häufigste Schaltung für Transistorverstärkerstufen ist die *Emitterschaltung* **Bild 16.4.** Sie wird so genannt, weil der Emitter dem Eingang und dem Ausgang gemeinsam ist. Wenn wir hier zuerst einmal die Anschaltung an die Gleichstromquelle betrachten, so sehen wir, daß gegenüber dem Emitter E die Basis B eine kleine ($-U_{BE}$) und der Kollektor

eine große negative Spannung ($-U_{CE}$) aufweisen. Dabei ist, wenn wir den Transistor einmal als eine Reihenschaltung von zwei Dioden betrachten, die Diode Emitter-Basis in Flußrichtung (+ Pol am p-Germanium), die Diode Basis-Kollektor hingegen in Sperrichtung (– Pol am p-Germanium) geschaltet. Wenn wir annehmen, daß die eingezeichnete Wechselspannungsquelle vorläufig keine Spannung liefert, so wird doch vom Emitter zur Basis ein Strom fließen, der der angelegten Gleichspannung entspricht. Er heißt Basisstrom $-I_B$.

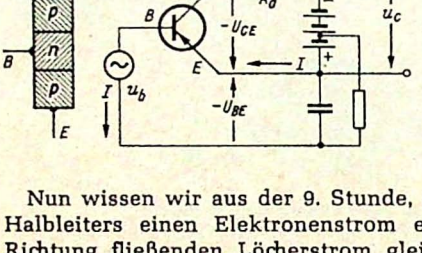


Bild 16.4. „Emitterschaltung" beim pnp-Transistor

Nun wissen wir aus der 9. Stunde, daß wir innerhalb des Halbleiters einen Elektronenstrom einem in umgekehrter Richtung fließenden Löcherstrom gleichsetzen können, daß beides nur verschiedene Bezeichnungen für denselben Vorgang sind. Diese Vorstellung hilft uns hier, die Vorgänge im Transistor besser zu verstehen. Durch den erwähnten, vom Emitter zur Basis fließenden Strom wird also hier die äußerst dünne Basiszone W in Bild 16.3 (10...20 µm dick, d. h. 0,01 bis 0,02 mm!) mit Löchern überschwemmt, die gar nicht so schnell zum entfernten Basisanschluß abfließen bzw. durch „Rekombination" mit Elektronen neutralisiert werden können. Diese Löcher befinden sich zum allergrößten Teil unmittelbar vor der Kollektorgrenzfläche bzw. gelangen durch *Diffusion* (siehe 10. Stunde) dorthin. Am Kollektor aber liegt eine im Verhältnis hohe negative Spannung. Diese übt eine statische Anziehung auf die positiven Löcher aus, und die Löcher können, da sie in der n-Zone Minoritätsträger sind, die vor ihnen liegende Sperrschicht ohne weiteres passieren. Sie werden aber nicht so sehr durch die negative Kollektorspannung $-U_{CE}$ aus der Basis „abgesaugt", vielmehr folgen sie dem für sie günstigen Spannungsgefälle in der Kollektorsperrschicht (Bild 10.5). Wir sagten damals als anschauliche

Vorstellung, die Minoritätsträger würden durch die Sperrschicht gewissermaßen „hinabrodeln". Eine Erhöhung der Kollektorspannung, z. B. von 1 V auf 6 V, hat daher bei sonst gleichbleibenden Bedingungen nur sehr geringen Einfluß auf den Kollektorstrom.

Der geschilderte Vorgang wird durch die räumliche Ausbildung der Flächentransistoren ganz wesentlich unterstützt. Bild 16.3 zeigt, daß der Kollektor erheblich breiter ausgeführt wird als der Emitter, damit möglichst viele von diesem ausgesandte Löcher zur Kollektorgrenzschicht gelangen, und dabei stehen sich beide auf die schon genannte äußerst geringe Entfernung gegenüber. Es gelingt auf solche Weise, den Basisstrom auf 0,5...5 %, ja, bei den neuesten und besten Typen auf 0,25 % des Kollektorstromes herabzusetzen. Das bedeutet aber (ganz grob gerechnet) eine 20...200fache Verstärkung des Basis- (also Steuer-)Stromes. Da am Kollektor außerdem eine höhere Spannung liegt und der Ausgangsgegenüber dem Eingangswiderstand wesentlich höher ist, kann gleichzeitig eine entsprechende Spannungsverstärkung, insgesamt also eine erhebliche Leistungsverstärkung erzielt werden.

Soweit nun die eingezeichnete Wechselspannungsquelle eine Wechselspannung zusätzlich zur Vorspannung an die Basis liefert, ändert sich genau entsprechend dieser Basis-Wechselspannung auch der Basisstrom $-I_B$ und damit die Menge der in die Basiszone *injizierten* ($\approx$ hineingeworfenen, eingespritzten) Löcher. Entsprechend dieser wechselnden Löchermenge, die an die Grenzfläche gelangt, ändert sich dann aber auch der Löcherstrom zum Kollektor. Die angelegte Steuerspannung ändert also den Basisstrom $-I_B$ und damit auch den Kollektorstrom $-I_C$, der am Außenwiderstand R_a ein verstärktes Abbild der Steuerschwankungen der Basis entstehen läßt. Der Unterschied gegenüber der Röhre ist der Basisstrom $-I_B$, mit dem die Steuerquelle belastet ist.

Am klarsten erkennt man die Abhängigkeit des Kollektorstromes vom Basisstrom, wenn man das Verhalten eines Transistors in einer Meßschaltung beobachtet, wie sie als Beispiel in **Bild 16.5** dargestellt ist. Dabei müssen Spannungen und Meßbereiche nach den Höchstwerten ausgewählt bzw. eingehalten werden, die für den zu prüfenden Transistor zugelassen sind.

Wird zuerst bei geschlossenem Schalter S das Potentiometer P so eingestellt, daß am Millivoltmeter Null angezeigt wird (die Basis also mit dem Emitter kurzgeschlossen ist), so wird ein geringer Kollektorstrom – I_C, z. B. 16 µA, fließen, obwohl die nicht kurzgeschlossene Kollektorsperrschicht in Sperrichtung geschaltet ist. Es ist dies der *Kurzschluß-Reststrom* I_{Ck}, ein reiner Minoritätsträgerstrom, der in seiner Größe weitgehend von der Temperatur des Transistors und damit von der Menge der vorhandenen Ladungsträger abhängt.

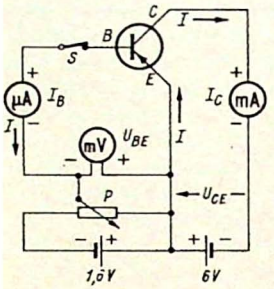


Bild 16.5. Meßschaltung für einen pnp-Transistor

Öffnet man jetzt den Schalter S, so daß die Basis nicht angeschlossen ist, so steigt der Strom auf z. B. 330 µA an. Auch dieser Strom fließt, vom Kollektor her betrachtet, in Sperrrichtung. Wir werden noch sehen, daß er schon ein echter Transistorstrom ist. Man bezeichnet ihn als *Kollektor-Emitter-Reststrom* I_{CE0}, oft auch vereinfachend als *Reststrom* I_{C0}, den man zur Prüfung von Transistoren benutzt. Man muß dabei aber wieder die große Temperaturabhängigkeit aller Halbleiter beachten, möglichst also bei normaler Raumtemperatur von 20 °C messen. Ferner muß auf gute Isolierung des offenen Basisanschlusses geachtet werden. In den Firmenlisten sind die jeweiligen Restströme angegeben.

Wird jetzt der Schalter S wieder geschlossen, so bemerken wir auch, daß unser Mikroamperemeter in der Basisleitung rückwärts ausschlägt, daß also ein Teil der jetzt fließenden 16 µA über den Basisanschluß zum Kollektor fließt, ein anderer Teil über den Emitter. Wenn wir den erwähnten Reststrom I_{C0} von 330 µA wieder erreichen wollen, müssen wir jetzt mittels des Potentiometers eine bestimmte negative Basisspannung – U_{BE} von z. B. 91 mV einstellen. Und wir werden feststellen, daß dann der Basisstrom Null geworden ist, denn selbstverständlich ist er bei offener Basis (also bei der vorigen Messung) immer gleich Null. Die erwähnte Basisspannung, in unserem Beispiel – 91 mV, stellt sich bei offener

Basis von selbst ein, und dadurch werden durch den Emitter bereits bei offener Basis entsprechend viele Löcher „injiziert".

Steigern wir nun die negative Basisspannung, so erhalten wir einen steigenden Basisstrom $-I_B$, aber noch mehr steigt der Kollektorstrom $-I_C$, in unserem Beispiel etwa wie folgt:

$-U_{BE}$	$-I_B$	$-I_C$	bei $-U_{CE}$
100 mV	1,5 µA	640 µA	6 V
120 mV	6,5 µA	1 225 µA	6 V
140 mV	13,2 µA	2 350 µA	6 V
160 mV	26,2 µA	5 180 µA	6 V
180 mV	46,5 µA	11 400 µA	6 V

Natürlich sind die Werte bei jeder Transistortype, ja sogar bei jedem Exemplar anders. Es kam hier nur darauf an zu zeigen, daß beim Steigen des Basisstroms, verursacht durch Steigen der Spannung $-U_{BE}$ (!), der Kollektorstrom unverhältnismäßig stärker ansteigt, also die gewünschte Stromverstärkung eintritt.

Ein *npn-Transistor* arbeitet im Prinzip ganz genauso, mit einem einzigen Unterschied: *alle Spannungen sind umgekehrt* gepolt, und statt der Löcher werden vom Emitter Elektronen „injiziert". Für unsere grundlegenden Betrachtungen besteht also kein Unterschied.

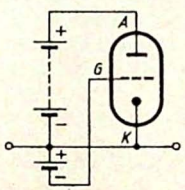


Bild 16.6. Schema der Stromversorgung einer Triode

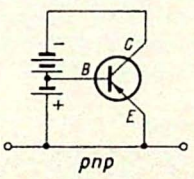


Bild 16.7. Grundsätzliche Stromversorgung eines pnp-Transistors

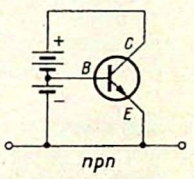


Bild 16.8. Grundsätzliche Stromversorgung eines npn-Transistors

Betrachten wir am Ende noch einmal den schon zu Anfang erläuterten Unterschied in der Funktion von Röhren und Transistoren: Bei der Röhre ist das Steuergitter negativ, die Anode aber sehr stark positiv gegenüber der Katode (**Bild 16.6**); beim Transistor hingegen hat die dem Steuergitter entsprechende Basis die gleiche Polarität wie der Kollektor. Sie liegt mit ihrem Potential zwischen Kollektor

und Emitter, und zwar näher an diesem (**Bild 16.7** und **16.8**). Daraus ergibt sich der zweite, sehr wesentliche Unterschied in der Funktion: Das Röhrengitter ist in allen normalen Verstärkerschaltungen so vorgespannt, daß es selbst keine Elektronen aufnimmt (Ausnahme: Gegentakt-B-Verstärkung), vielmehr den Elektronenstrom, der sonst viel zu hohe Werte annehmen würde, mehr oder weniger abbremst. Infolge dieses Gegeneinanderarbeitens von Gitter und Anode (die Anodenspannung muß durch das sperrende Steuergitter „hindurchgreifen", um trotzdem Elektronen an sich zu ziehen), braucht die Röhre hohe Spannungen an der Anode, und ein Teil dieser Spannung dient nur zur Überwindung des Gitter-Gegenfeldes, geht also für den Nutzeffekt verloren.

Im Transistor hingegen saugt bereits die Basisspannung (wieder zusammengesetzt aus Vorspannung und überlagerter Steuerspannung) einen Strom von Ladungsträgern in die Basiszone hinein, die dann bis auf einen verschwindend kleinen Teil zum Kollektor weiterfließen. Hier wird zwar Leistung zur Steuerung verbraucht, es wird aber auch (zumindest bei der Emitterschaltung) *Leistung verstärkt*, nämlich sowohl Spannung als auch Strom (Stufen-Leistungsverstärkung bis annähernd 10 000fach erreichbar).

Zu beachten ist die für alle dreipoligen Transistoren gültige Formel: $I_E = -(I_B + I_C)$, die in dieser Form für die gebräuchlichen pnp-Transistoren gilt, bei npn-Transistoren dagegen mit umgekehrten Vorzeichen, also: $-I_E = I_B + I_C$.

Prüfungsfragen zur 16. Stunde

16a: Welches sind die wesentlichsten Unterschiede zwischen Transistoren und Röhren?

16b: Wie ist ein Transistor (in der einfachsten Form) aufgebaut, und welche beiden Grundtypen von Transistoren gibt es? Ist eine davon vorteilhafter, und welche?

16c: Warum spricht man beim pnp-Transistor stets von den Löchern als Ladungsträgern, beim npn-Transistor dagegen von den Elektronen?

16d: Wie gelangen die Minoritätsträger vor die zweite Sperrschicht?

16e: Warum muß eine möglichst geringe Entfernung Emitter-Kollektor (Basisweite) angestrebt werden?

Vergleich zwischen Röhre und Transistor

Stabilisierungsmaßnahmen bei Transistoren

Der Transistor bietet zahlreiche Vorteile gegenüber der Röhre, und es ist ihm deshalb gelungen, sie auf vielen Gebieten weitgehend, auf einigen sogar ganz zu verdrängen. Trotzdem gibt es Aufgaben, für die die Röhre viel besser geeignet und z. T. überhaupt nicht zu ersetzen ist. Wir wollen versuchen, uns hierüber einen Überblick zu verschaffen:

Vorteile des Transistors:

Fortfall der Heizung: Die sofortige Betriebsbereitschaft (10^{-4} sec) ist für viele Anwendungen ein unschätzbarer Vorteil. Neben der Einsparung der Heizenergie (die z. B. bei tragbaren Geräten zu ganz erheblichen Ersparnissen an Kosten und Gewicht führt und etwa für Luftfahrzeuge, Höhensonden und Satelliten und dgl. von sehr großer Bedeutung ist) steht außerdem der Fortfall der Wärme, die bei größeren Röhrenzahlen oft ein Problem für sich darstellte (z. B. bei Elektronenrechnern). Es ergibt sich aber auch im großen gesehen eine erstaunliche Einsparungsmöglichkeit: Mende gibt in RPB 27/27a an, daß nach vorsichtiger Schätzung auf der ganzen Erde *täglich* 30 Millionen Kilowattstunden für die Heizung von Elektronenröhren verbraucht wurden.

Niedriger Leistungsverbrauch: Auch der Betriebsstromverbrauch ist wesentlich geringer, erstens wegen der niedrigen Betriebsspannung ($\leqq$ 5 % gegenüber Röhren), zweitens aber, weil der nicht ausnützbare Teil dieser Spannung bei Transistoren prozentual viel kleiner ist. Einzig die Endstufe verlangt eine der gewünschten Sprechleistung entsprechende Gleichstromleistung. So hat z. B. die IBM bei versuchsweiser Ausrüstung ihres Rechners 604 (1250 Röhren) mit 2200 pnp-Flächentransistoren 50 % an Raumbedarf und 95 % (!) an Leistungsbedarf einsparen können. Heute ist die Verwendung von Transistoren für Elektronenrechner u. ä. selbstverständlich.

Lange Lebensdauer: Da es sich um normale Leitungsvorgänge ohne Beanspruchung des Materials handelt, haben Transistoren eine sehr lange Lebensdauer, während die

Katode einer Röhre sich erschöpft und das Vakuum sich verschlechtert. Man weiß aber noch nicht, wie groß die tatsächlich erreichbare Lebensdauer sein wird. Während die Bildung von Ladungsträgerpaaren in Transistoren theoretisch unendlich lange in gleichem Umfange erfolgen könnte, drohen von Vorgängen an der Oberfläche, und zwar dort, wo die verschiedenen Schichten zusammenstoßen, gewisse Gefahren. Es sind aber schon Typen entwickelt worden, bei denen die Grenzschichtränder gegen die umgebende Atmosphäre abgedeckt sind (als Planar und Epitaxial-Planar bekannt). Mit Transistoren ausgerüstete Geräte (man denke an Rechenanlagen, unbemannte Verstärker und Umsetzer usw.) sind auf jeden Fall heute schon wesentlich betriebssicherer und weniger störanfällig als die früheren, mit Röhren bestückten.

Geringe Größe: Zumeist winzige Abmessungen und geringstes Gewicht der Transistoren haben schon jetzt dem Taschenempfänger (aber auch dem Hörgerät in der Brille und sogar im Ohr) eine nie geahnte Verbreitung verschafft und eröffnen weitere Möglichkeiten. Diese ergeben sich erst recht für die Raumfahrt, für Forschung und Elektronik, ebenso aber für drahtlose Nachrichten- und Fernsehverbindungen über weiteste Entfernungen (Satelliten, Raumfahrt). Die ganze Entwicklung der elektronischen Datenverarbeitungsanlagen, der Steuerungsgeräte für komplizierte Fertigungen u. v. a., die mit ständig steigenden Zahlen von Transistoren und Dioden bestückt werden, wäre mit Röhren unmöglich gewesen. Ja, man muß die Entwicklung der integrierten Schaltungen (IS) möglichst vorantreiben, da auch die Transistoren schon zu viel Raum beanspruchen.

Mechanische Unempfindlichkeit: Durch ihren kompakten Aufbau sind Transistoren gegen starke Beschleunigungen und gegen Erschütterungen unempfindlicher als Röhren. „Mikrofonie" gibt es bei Transistoren nicht (bei Röhren können auftreffende Schallwellen das Röhrensystem in mechanische Schwingungen versetzen, mit dessen Eigenfrequenz sich dann die Elektrodenabstände ändern und dadurch den entsprechenden Ton dem verarbeiteten „Signal" beimischen oder es sogar damit übertönen).

Lichtempfindlichkeit: Die Leitfähigkeit wird auch durch Lichteinfall erhöht (Paarbildung). Das ermöglicht den Bau ganz neuer lichtempfindlicher Bauelemente. Normale Dioden und Transistoren müssen allerdings in lichtundurchlässige

Gehäuse eingebaut oder durch einen schwarzen Lacküberzug gegen Lichteinflüsse geschützt werden.

Nachteile der Transistoren:

Rückwirkung vom Ausgang auf den Eingang (s. hierzu 18. Stunde): Diese konnte bisher nicht in gleichem Maße wie bei Röhren beseitigt werden, erfordert daher zusätzliche Schaltmaßnahmen und läßt nicht überall gleichwertige Ergebnisse erzielen. Man hofft auf eine entsprechende Weiterentwicklung.

Begrenzung des Frequenzbereichs nach oben: Obwohl bei den Transistoren in dieser Hinsicht ganz beträchtliche Fortschritte gemacht wurden und laufend neue gemeldet werden, verarbeiten dafür konstruierte Spezialröhren doch Frequenzen, die den Transistoren noch verschlossen sind.

Beschränkte Leistungsfähigkeit: Große Leistungen, z. B. bei starken Sendern, werden vorläufig noch vorteilhafter mit Röhren umgesetzt.

Wesentlich geringere Anpassungsmöglichkeit an den jeweiligen Verwendungszweck: Röhren können für jeden besonderen Zweck speziell konstruiert („nach Maß geschneidert") werden. Bei Transistoren ist eine derartige Anpassung bislang nur in sehr beschränktem Maße möglich.

Temperaturempfindlichkeit: Während die Röhren, die selbst *geheizt* werden, von der Umgebungstemperatur weitgehend unabhängig sind und erst bei Überlastung durch die umgesetzte Leistung oder durch *Überheizung* geschädigt werden können, liegt die Temperaturempfindlichkeit aller Halbleiter-Bauelemente im Leitungsmechanismus der verwandten Materialien begründet. Aus der 9. Stunde wissen wir, daß die Leitfähigkeit mit der Temperatur immer mehr zunimmt. Man braucht ja nur einmal einen Transistor in einer Meßschaltung zwischen die Finger zu nehmen und zu beobachten, wie der Strom „davonläuft", um von dieser Eigenschaft eine sehr plastische Vorstellung zu bekommen. Eine bestimmte Grenzschichttemperatur darf nicht überschritten werden, da sonst der Transistor geschädigt oder zerstört wird. Die zulässigen Betriebs-Höchsttemperaturen liegen bei Germanium etwa zwischen 40 und 70 °C, bei Silizium zwischen 125 und 150 °C. Aber wir sahen ja schon bei Bild 11.9, wie sehr die Eigenschaften von Dioden durch Temperaturanstieg geändert werden, natürlich noch mehr bei Transistoren.

Bei Silizium sind die Sperrströme geringer, dagegen die Durchlaßwiderstände und Restspannungen höher als bei Germanium. Zuerst wurden vorzugsweise Germanium-Transistoren hergestellt und hier wieder zumeist Legierungstransistoren nach Bild 16.3. Inzwischen gibt es immer mehr Silizium-Transistoren, und sie dringen weiter vor.

Stabilisierungsmaßnahmen:

Die Temperaturempfindlichkeit zwingt zu besonderen Schaltmaßnahmen, denn der durchfließende Strom, praktisch der Emitterstrom I_E, erzeugt Stromwärme, die den Transistor aufheizt. Dadurch steigt seine Leitfähigkeit und damit auch der durchfließende Strom. Die durch den verstärkten Strom gesteigerte Wärmeerzeugung erhöht weiter die Leitfähigkeit, der Strom steigt noch weiter usf. Um diesen Kreislauf zu unterbrechen, trifft man geeignete Maßnahmen, welche bei steigendem Strom I_E die Basisspannung U_{BE} (und damit auch den Basisstrom I_B) so herabsetzen, daß der Emitterstrom I_E unter einem bestimmten Höchstwert gehalten wird.

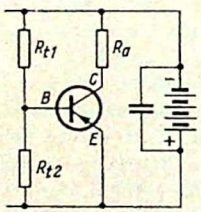


Bild 17.1. Spannungsteilerschaltung für die Basisspannung

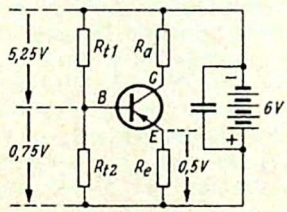


Bild 17.2. Stabilisierung durch Emitterwiderstand R_e

Man schaltet Transistoren in der Praxis nicht nach Bild 16.4, an dem wir die Funktion des Transistors erläuterten, sondern man gewinnt die Basis-Gleichspannung, die also der Gittervorspannung bei der Röhre entspricht, durch einen Widerstand, meist durch einen Spannungsteiler nach **Bild 17.1**. Dieser hält jedoch die Basisspannung fest, und bei Erwärmung des Transistors, sei es von der Umgebung her, sei es durch Verlustwärme, würden Basis- und Kollektorstrom daher steigen. Abhilfe kann man dadurch schaffen, daß man nach **Bild 17.2** in die Emitterleitung einen passenden Wider-

stand R_e einfügt und den Wert des Teilerwiderstandes R_{t2} so erhöht, daß der Spannungsunterschied zwischen Emitter und Basis wieder der gleiche wird. Soll z. B. $-U_{BE} = 0{,}25$ V sein und fallen am Emitterwiderstand R_e 0,5 V ab, dann muß R_{t2} so groß sein, daß an ihm eine Spannung von 0,75 V steht. Die wirksame Basisspannung ist dann $-U_{BE} = 0{,}25$ V.

Steigt jetzt aber der Kollektorstrom, der auch den Emitterwiderstand durchfließt, so steigt auch der Spannungsabfall an R_e, z. B. auf 0,55 V. Da die Spannungsteilung zwischen R_{t1} und R_{t2} annähernd gleich bleibt, würde nun $-U_{BE}$ nur noch 0,2 V betragen. Das würde aber sofort den (infolge der Erwärmung inzwischen natürlich auch etwas gestiegenen) Basisstrom und dadurch mittelbar den Kollektorstrom entsprechend herabsetzen. Bei richtiger Bemessung der Widerstände lassen sich somit die Temperatureinflüsse ausgleichen (kompensieren).

Natürlich verliert man bei diesem Verfahren den Teil der Batteriespannung, der bei Normaltemperatur am Emitterwiderstand R_e abfällt. Man kann daher den Spannungsteiler entsprechend **Bild 17.3** auch direkt am Kollektor anschließen. Es liegt dann erstens so viel weniger Spannung an ihm, wie

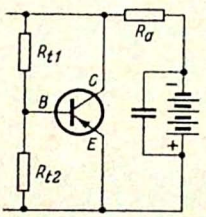


Bild 17.3. Stabilisierung durch Anschluß des Basis-Spannungsteilers direkt am Kollektor

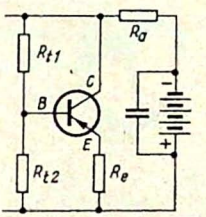
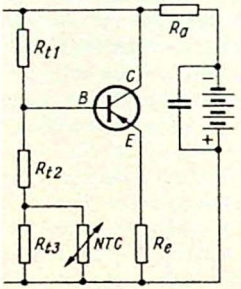


Bild 17.4. Schaltung nach Bild 17.3 mit zusätzlichem Emitterwiderstand

am Außenwiderstand R_a abfällt (und damit wird der Querstrom kleiner). Zweitens steigt bei jedem Ansteigen des Kollektorstromes auch der Spannungsabfall an R_a. Damit wird die Gesamtspannung am Spannungsteiler kleiner und dadurch auch die am Teilpunkt abgenommene Basisspannung $-U_{BE}$. Auch hier werden die Widerstände so bemessen, daß der gewünschte Strom festgehalten wird. **Bild 17.4** zeigt, daß

man die beiden bisher besprochenen Verfahren auch kombinieren kann, um noch sicherer zu gehen.

Wo es sich um größere Ströme handelt (z. B. in Endstufen), fügt man häufig in den Spannungsteiler Widerstände mit negativem Temperatur-Koeffizienten (sprich ko-effizient, ≈ Wirkungszahl) ein (Heißleiter, auch als Newi- oder NTC-Widerstände bekannt; s. Leucht, „Grundlagen", 4.2.3.2). Diese erniedrigen bei Erwärmung ihren Widerstandswert. Wird die Anordnung ähnlich **Bild 17.5** getroffen, so wird bei Erwärmung



Links: Bild 17.5. Zusätzliche Stabilisierung durch Heißleiter bei Leistungsstufen

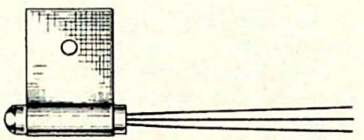


Bild 17.6. Transistor mit Kühlfahne

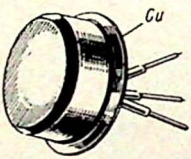


Bild 17.7. Endstufen-Transistor mit Kupfer-Grundplatte Cu zur Wärmeabführung

die am Basisabgriff stehende Spannung herabgesetzt. Der parallelgeschaltete Widerstand wird benötigt, um die Regelkurve und den Wert des Heißleiters dem jeweiligen Bedürfnis anzupassen, denn Heißleiter gibt es nur in gewissen Stufen. Die Kombination mit einem Emitterwiderstand soll weiterhin die Regelkennlinie verbessern.

Neben solchen Schaltmaßnahmen tut man natürlich alles, um die in Leistungstransistoren entstehende Wärme so vollständig und so schnell wie möglich abzuführen. Transistoren geringer Leistung hängt man frei auf; sie strahlen bereits durch ihre schwarze Lackierung die entstehende Wärme ab. Bei kleineren Endstufen-Transistoren wendet man Kühlfahnen nach **Bild 17.6** an, die möglichst auf eine größere Metallfläche (Chassis) aufgeschraubt werden, um die Wärme

an diese abzugeben. Endtransistoren großer Leistung schließlich haben als Grundplatte eine dickere Kupferplatte Cu (**Bild 17.7**), die ihrerseits auf eine Metallplatte mit guter Wärmeleitfähigkeit montiert werden soll. Da der größte Teil der Verlustwärme am Kollektor auftritt, ist dieser hier meist auf die Kupfer-Grundplatte aufgelötet, um die beste Wärmeabführung zu erzielen. Inzwischen gibt es große Kühlkörper, auf denen die Transistoren angebracht werden können.

Prüfungsfragen zur 17. Stunde

17a: Wieso führt bei Transistoren die Stromwärme zum Ansteigen des durchfließenden Stromes?

17b: Geben Sie kurz das Prinzip an, nach dem man das Ansteigen des Kollektorstromes zu verhindern sucht.

17c: Welche Maßnahmen kann man anwenden, um in der Praxis das Arbeiten von Transistoren zu stabilisieren?

17d: Wie kann ein temperaturabhängiger Widerstand im Spannungsteiler der Begrenzung des Transistorstromes dienen?

18. STUNDE

Rückkopplung, Schwingungserzeugung und Neutralisation

Die Brückenschaltung

Wir hatten gesehen, daß wir sowohl mit Röhren als auch mit Transistoren elektrische Schwingungen verstärken können. Wir können aber sogar die verstärkten Schwingungen auf den Eingang unseres Verstärker-Vierpols (Röhre oder Transistor) zurückwirken lassen, soweit uns das vorteilhaft erscheint. Außerdem tritt aber eine solche Rückwirkung vielfach auch ohne unser Zutun dort auf, wo sie nicht erwünscht ist und die Funktion unseres Gerätes erheblich stört oder sogar ganz zunichte macht. Deshalb müssen wir sie genau kennen.

Wir wissen, daß jeder Schwingkreis mit Verlusten behaftet ist, die teils in seinen Einzelteilen, teils in den angekoppelten Gliedern ihre Ursache haben. Der Resonanzwiderstand des Kreises fällt also fast stets kleiner aus, als wir ihn wünschen

möchten, denn der im Schwingkreis fließende Strom würde ja eine desto höhere Spannung ergeben, je höher der Resonanzwiderstand wäre. Man faßt die eintretende Verkleinerung des Resonanzwiderstands durch die erwähnten Einflüsse zusammen unter der Bezeichnung *Dämpfung d* des Kreises und nennt die durch die Dämpfung verursachte Verringerung der Kreisleistung seine „Verluste".

Wenn man nun einen gewissen Teil der am Ausgang verfügbaren Energie dem Eingangkreis wieder zuführt, etwa transformatorisch, wie es **Bild 18.1** zeigt, und dafür sorgt, daß die im Eingangkreis induzierte Spannung mit der dort bereits vorhandenen *in Phase* ist, so erhöht sie natürlich die Resonanzspannung des Eingangskreises. Das ist aber dasselbe, als ob ein Teil der Dämpfung in diesem Kreis weggefallen wäre. Der Kreis wird also *entdämpft*. Natürlich könnte man diese entdämpfende Spannung dem Kreis auch kapazitiv (durch einen Kopplungskondensator) zuführen. Es kommt immer nur darauf an, daß die Spannung mit der gleichen Phasenlage zugeführt wird.

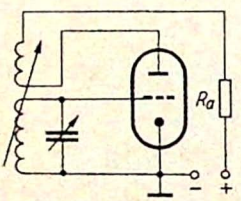


Bild 18.1. Rückkopplungsschaltung, sog. „Meißner-Schaltung" (nach dem Erfinder der Schwingungserzeugung durch Rückkopplung)

Man nennt den vorstehend beschriebenen Vorgang, gleichgültig ob er gewollt oder ungewollt auftritt, *(positive) Rückkopplung*, manchmal auch „Mitkopplung". Durch sie treten zwei Wirkungen ein: erstens die schon besprochene Spannungserhöhung und damit *Erhöhung der Verstärkung*, zweitens gleichzeitig eine *Erhöhung der Trennschärfe* der betreffenden Stufe (ihre Dämpfung ist ja verringert), wie es **Bild 18.2** zeigt. Hier sieht man, daß beim Empfang die Entdämpfung nicht beliebig weit getrieben werden darf, denn bei Radiogeräten kommt es ja neben einer guten Verstärkung auch darauf an, daß möglichst das ganze vom Sender ausgestrahlte Frequenzband durchgelassen wird. Eine zu schmale Resonanzkurve im Empfänger würde aber bedeuten, daß

die äußeren, hohen Tonfrequenzen abgeschnitten würden und die Wiedergabe unnatürlich tief klänge.

Wenn man auf diese Bandbreite keine Rücksicht zu nehmen braucht, kann man die Entdämpfung beliebig weit treiben, so weit, daß jegliche Dämpfung ausgeglichen ist, die Verluste im Schwingkreis also beseitigt sind. Das bedeutet dann aber, daß einmal in Gang gekommene Schwingungen mit der Frequenz des zum schwingenden System gehörenden Resonanzkreises dauernd aufrechterhalten bleiben (solange Heiz- und Anodenstrom bei der Röhre bzw. die Betriebsströme beim Transistor zur Verfügung stehen). Man nennt diesen Vorgang *Selbsterregung* und eine in dieser Weise *schwingende* Schaltung *Oszillator* (= Schwinger) oder *Sender*. Ein solcher Sender erzeugt einen gleichförmigen Wellenzug (nach Bild 2.1) von ungedämpften Schwingungen in der Stärke, wie sie dem betreffenden Vierpol und der zugeführ-

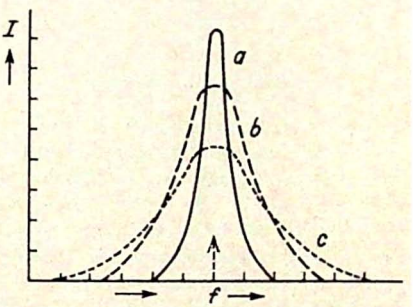


Bild 18.2. Resonanzkurven: a = stark entdämpft, b = schwach entdämpft, c = nicht entdämpft

ten Energie entsprechen. Ein derartiger Oszillator findet sich in jedem Sender zum Aussenden irgendwelcher Signale, in jedem Hochfrequenzgenerator für industrielle oder medizinische Zwecke, aber auch in jedem „Super" genannten Empfänger, wie wir noch sehen werden.

Die Schaltungen für derartige Oszillatoren sind mannigfach. Alle müssen jedoch, diese Vorschrift ist bindend, so gebaut sein, daß von der Strahlung nichts nach außen dringt, damit jede Störung benachbarter Empfänger oder irgendwelcher Dienste vermieden wird. Soweit diese Forderung nicht restlos erfüllt werden kann oder eine Aussendung möglich wäre oder gar beabsichtigt ist, bedarf der Betrieb der Genehmigung durch die zuständige Oberpostdirektion.

Eine der verbreitetsten Röhrenschaltungen war früher das *Audion* (von lat. audio = ich höre), das erst in neuester Zeit durch den „Super" so gut wie ganz verdrängt wurde. **Bild 18.3** zeigt das Audionprinzip. Die im links dargestellten Abstimmkreis schwingende Hochfrequenz verursacht über den Ladekondensator C_l am Gitter der Dreipolröhre entsprechende Spannungsschwankungen. Das Gitter wirkt aber hier wie eine Dioden-Anode, bewirkt also zusammen mit der Katode eine Gleichrichtung. In Bild 18.3 ist deshalb zwecks Verdeutlichung eine solche Diode zwischen C_l und R_g punktiert eingezeichnet. Wie aus der 8. Stunde bekannt, steht dann

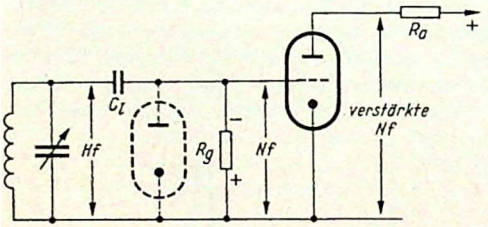


Bild 18.3. Wirkungsweise des Audions

am Belastungswiderstand einmal eine Richtspannung mit der eingezeichneten Polung, außerdem aber, sofern die Hochfrequenz moduliert ist, die Niederfrequenz *Nf*. Die Gleichspannung ergibt die erforderliche Gittervorspannung, und die zwischen Katode und Gitter liegende Nf-Spannung steuert den Verstärkungsvorgang der Triode, so daß dann zwischen Anode und Katode die verstärkte Nf-Spannung abgenommen werden kann.

Seine damalige Beliebtheit verdankte das Audion allerdings dem Umstand, daß bei ihm mit großem Vorteil eine Rückkopplung zur Erhöhung von Empfindlichkeit und Reichweite angewandt werden konnte. Die **Bilder 18.4 und 18.5** zeigen die beiden früher beliebten Schaltungen. In beiden Fällen diente eine Spule L_r zur induktiven Einkopplung der Rückkopplungsspannung in die Gitterspule L_g. Bild 18.4 gibt die ursprüngliche Anordnung mit einer beweglichen Spule L_r wieder, die genähert oder entfernt wurde, um den gewünschten Rückkopplungsgrad einzustellen. Da dies schwierig war, führte sich später die Ausführung nach Bild 18.5 ein, bei der L_r mit L_g fest gekoppelt war (der Anschlußpunkt für die Masseleitung war nur eine Anzapfung der Spule $L_g + L_r$).

Mit dem kleinen Rückkopplungs-Drehkondensator C_r konnte dann die Stärke der zurückzuleitenden Hochfrequenzspannung sehr genau bemessen werden.

Bei dieser Schaltung bestand immer die Gefahr der Selbsterregung, sobald die Rückkopplung zu stark *angezogen* wurde. Dieser schwingende Zustand wurde vielfach zum Suchen der (früher meist erheblich schwächeren) Sender mißbraucht. Ein schwingender Empfänger ergibt nämlich zusam-

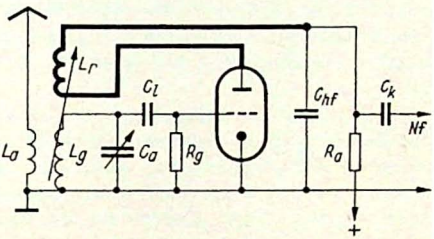


Bild 18.4. Induktive Rückkopplung beim Audion

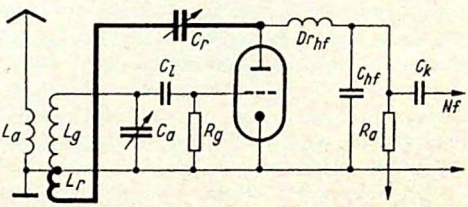


Bild 18.5. Kapazitiv einstellbare induktive Rückkopplung

men mit einer ankommenden Welle, sobald die Differenz der Schwingzahlen genügend klein ist, durch Überlagerung (Interferenz) eine Tonfrequenz eben dieser Differenzfrequenz. Diese wird als Pfeifton hörbar und kann als Hilfsmittel zum Einstellen schwacher Sender benutzt werden. Der hörbare Ton wird desto tiefer, je mehr man sich dem empfangenen Sender mit der Abstimmung nähert, und verschwindet ganz, wenn der schwingende Empfänger genau auf die Empfangsfrequenz abgestimmt ist. Man nennt diesen Punkt *Schwebungsnull*, weil der hörbare Ton eine *Schwebung* zwischen den beiden Frequenzen ist. Da nun aber die Schwingungen im Gitterkreis des Audions erzeugt wurden, der seinerseits mit der Antenne gekoppelt war, strahlte diese die Schwingungen aus. Sie wurden dann in der Umgebung

von allen Empfängern als gleichgeartetes Pfeifen aufgenommen, soweit diese auf die fragliche Welle abgestimmt waren. Wenn bei großen Ereignissen alle Hörer die gleiche Übertragung hören wollten, war diese oft lange Zeit vom Pfeifen mehr oder weniger zugedeckt. Wir dürfen also froh sein, daß die Schaltung nur noch historisches Interesse verdient.

Genauso werden beim Super die erzeugten Schwingungen abgestrahlt, falls sie zur Antenne gelangen können. Deshalb muß entweder eine Hf-Verstärkerstufe als Trennstufe vorgeschaltet werden, oder man muß durch andere Maßnahmen (meist Brückenschaltungen) dafür sorgen, daß von den erzeugten Schwingungen nichts an die Antenne oder ins Lichtnetz gelangt.

Zu beachten ist, daß mit einem schwingenden Empfänger der Empfang eines Senders allenfalls sehr verzerrt möglich ist, so daß Selbsterregung auch im eigenen Interesse vermieden werden muß, weil man sonst nur Pfeifen, Heulen oder Knurren hört. Anders ist es, wenn mit einer Hilfsschwingung gearbeitet wird, die von der empfangenen abweicht, wie das später beim Super zu besprechen sein wird.

Neben dieser gewollten Rückkopplung gibt es nun aber auch noch eine unbeabsichtigte und äußerst unerwünschte, gegen die man Maßnahmen ergreifen muß. Gegen induktive Rückwirkungen bringt man Abschirmungen an, soweit sie erforderlich sind (s. Leucht, A. 10.6), doch muß man damit möglichst zurückhaltend sein, da sie Verluste verursachen. Es besteht aber, wie schon gesagt, außerdem die Möglichkeit einer kapazitiven Rückkopplung. Sowohl bei der Röhre als auch beim Transistor gibt es innere Kapazitäten zwischen Ausgang und Eingang, die eine *Rückwirkung* der Ausgangsenergie auf den Eingang bewirken. Bei der Röhre ist es die in **Bild 18.6** mit $C_{g/a}$ bezeichnete Gitter-Anodenkapazität, die bei Trioden je nach deren Größe und Bauart Werte zwischen 1,5 und 10 pF aufweist und eine Zeitlang in der Huth-Kühn-Schaltung sogar für Sender ausgenutzt wurde. Diese Gitter-Anoden-Kapazität ist einer der für jede Röhrentype charakteristischen Werte, kann an der kalten Röhre gemessen werden und wird auch in den Röhrenlisten angegeben. Bei den neuzeitlichen UKW-Trioden liegt er zwischen 1,5 und 2 pF.

Anders verhält es sich beim Transistor, denn bei ihm handelt es sich um die Sperrschichtkapazität. Erstens ist sie wegen der sehr geringen Schichtdicke in der ursprünglichen

und für Nf-Verstärkung noch immer üblichen Bauart ziemlich hoch und beträgt dort 4...16 pF, zweitens aber ändert sie sich mit der angelegten Spannung. Damit kann man sie aber auch bis zu einem gewissen Grade beeinflussen (wir erinnern uns an die Kapazitäts-Variationsdiode, 11. Stunde). Um Transistoren auch für hohe Frequenzen (UKW) verwenden zu können, hat man inzwischen neue, wesentlich verfeinerte Typen geschaffen, bei denen die *Rückwirkungskapazität* z. T. unter 1 pF liegt. Zu ihr kommt aber stets hinzu, daß beim Transistor ja Kollektor und Basis auch noch galvanisch zu-

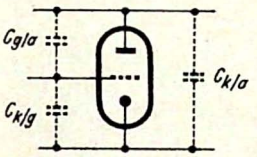


Bild 18.6. Röhrenkapazitäten bei der Triode

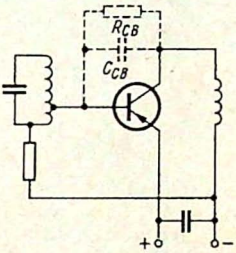


Bild 18.7. Rückwirkungskapazität C_{CB} und Rückwirkungswiderstand R_{CB} beim Transistor

sammenhängen, daß es außer der Kapazität C_{CB} auch noch den Widerstand R_{CB} gibt. An dessen Stelle rechnet man allerdings sehr häufig mit seinem Kehrwert, dem *Rückwirkungsleitwert*. **Bild 18.7** zeigt, wie das gemeint ist. Man muß infolgedessen bei Transistoren mit noch stärkerer Rückwirkung rechnen als bei Röhren. Sie spielt, weil es sich um kleine Kapazitäten handelt, natürlich nur bei Hf-Verstärkung eine entscheidende Rolle.

In der Anfangszeit des Rundfunks, als man auch für Hf-Verstärkung nur Trioden zur Verfügung hatte, mußte man diese schädliche Rückkopplung durch eine entgegengesetzte Kopplung, d. h. mit gleicher Stärke, aber entgegengesetzter (um 180° verschobener) Phasenlage, ausgleichen oder *neutralisieren*. Das Prinzip einer Neutralisation zeigt **Bild 18.8** und dasselbe, umgezeichnet als Brückenschaltung, **Bild 18.9**.

Das Prinzip der *Brückenschaltung* darf für Widerstände als bekannt vorausgesetzt werden, soll hier aber etwas ausführlicher besprochen werden, da es in Hf- und insbesondere

UKW-Schaltungen eine Rolle spielt. Die in **Bild 18.10** dargestellte Brücke besteht aus vier ohmschen Widerständen und dem in einer Diagonale angebrachten Galvanometer G. Sobald eine Spannung zwischen A und B angelegt wird, fließen natürlich zwei Teilströme über die Leitungen ACB und ADB.

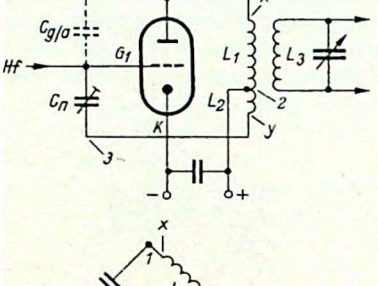


Bild 18.8. Neutralisationsschaltung zum Ausgleich der durch $C_{g/a}$ bewirkten Rückkopplung

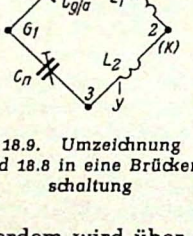


Bild 18.9. Umzeichnung von Bild 18.8 in eine Brückenschaltung

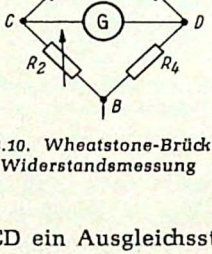


Bild 18.10. Wheatstone-Brücke zur Widerstandsmessung

Außerdem wird über die Diagonale CD ein Ausgleichsstrom fließen, solange die Brücke nicht abgeglichen, also die Bedingung

$$R_1 : R_2 = R_3 : R_4$$

nicht erfüllt ist. Sobald das aber der Fall ist, herrscht zwischen den Punkten C und D kein Spannungsunterschied. Es fließt infolgedessen kein Ausgleichsstrom, und das Galvanometer G zeigt Null an. Dieses Prinzip wird in den bekannten Meßbrücken zu sehr genauen Widerstandsmessungen benutzt.

Man kann damit aber auch kapazitive und induktive Widerstände in der Weise messen, wie es **Bild 18.11** schematisch zeigt. Die Brücke wird dann mit Wechselspannung geeigneter Frequenz gespeist. R_1 ist ein Festwiderstand und R_2 ein einstellbarer Widerstand, wobei das Verhältnis $R_1 : R_2$ an einer

Skala ablesbar ist. Wird nun anstelle von R_3 ein Normalkondensator C_{n0} und statt R_4 der zu messende Kondensator C_x eingeschaltet und die Brücke abgeglichen, so verhält sich

$$C_{n0} : C_x = R_2 : R_1$$

Daraus ergibt eine einfache Umformung: $C_x = C_{n0} \cdot R_1/R_2$. (Man kann auch noch den Verlustwiderstand berücksichtigen, doch spielt das für das hier zu erläuternde Prinzip keine Rolle). Es kommt auch nicht darauf an, daß die (in den Bildern) rechte und linke Seite ungefähr gleiche Größe haben, sondern nur auf die Verhältnisse. Die Messung (bzw. der Abgleich) wird allerdings desto genauer, je geringer der Unterschied zwischen R_1 und R_2 ist. Das für Kapazitäten

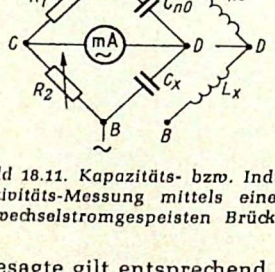


Bild 18.11. Kapazitäts- bzw. Induktivitäts-Messung mittels einer wechselstromgespeisten Brücke

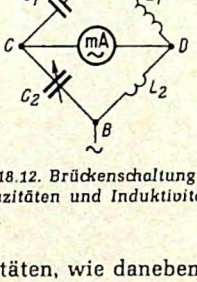


Bild 18.12. Brückenschaltung aus Kapazitäten und Induktivitäten

Gesagte gilt entsprechend für Induktivitäten, wie daneben in Bild 18.11 angedeutet: $L_{n0} : L_x = R_1 : R_2$.

Schließlich wollen wir in **Bild 18.12** noch zeigen, daß auch eine nur aus Kapazitäten und Induktivitäten bestehende Brücke auf dieselbe Art abgeglichen werden kann. Auch hier ist zwischen C und D dann keine Spannung vorhanden, wenn

$$X_{C1} : X_{C2} = X_{L1} : X_{L2}$$

ist, und dieser Fall wird oft für die Neutralisierung benutzt.

An den beiden Enden x und y der in den Bildern 18.8 und 18.9 aus L_1 und L_2 zusammengesetzt gedachten Spule (in Wirklichkeit ist der Einspeisungspunkt 2 für die Anodenspannung ja nur die Anzapfung einer durchgehenden Spule) herrschen natürlich zu jeder Zeit genau gegenphasige Spannungen. Wenn daher C_n so eingeregelt wird, daß die oben angegebene Brückengleichung erfüllt ist, so gleichen sich die von x und y her ans Gitter gelangenden Hf-Spannungen aus,

so daß keine Rückkopplung stattfindet. Wirksam wird am Gitter dann nur die vom davor liegenden Kreis gelieferte Hf-Spannung. Natürlich besteht auch die Möglichkeit, eine derartige Brücke so einzustellen, daß eine schwache Rückkopplung stattfindet, falls das erwünscht ist.

Derartige Schaltungen bilden selbstverständlich Fehlerquellen. Sie erschweren einen einwandfreien Aufbau, und insbesondere muß ein Neuabgleich erfolgen, falls die Gitter-Anoden-Kapazität sich bei Röhrenwechsel ändert. Durch die später zu besprechende Schirmgitterröhre machte man dann die Neutralisation für längere Zeit überflüssig, so daß man schon glaubte, sie bei Rundfunkempfängern nicht mehr zu brauchen. Als man aber bei den UKW-Eingangsschaltungen aus anderen Gründen wieder auf Trioden zurückgreifen mußte, kam die Neutralisation erneut zu Ehren und wird wieder vielfach angewandt. Noch viel nötiger braucht man sie bei Transistorschaltungen, denn die bis jetzt verfügbaren Typen entsprechen in bezug auf Rückwirkung durchweg Trioden. Alle Versuche zur Schaffung von Transistoren, die in ihren Eigenschaften den Schirmgitterröhren entsprechen, haben vorläufig noch nicht zu Ergebnissen geführt, die in der Praxis Anwendung finden können. Man darf zwar nach den bisherigen Erfahrungen überzeugt sein, daß auch diese Probleme eines Tages befriedigend gelöst werden, aber trotzdem dürfte noch lange Zeit neutralisiert werden.

Was hier erläutert wurde, ist in beiden Fällen nur das Prinzip, sowohl bei der Schwingungserzeugung als auch bei der Neutralisation. Für beides gibt es viele Schaltungen mit vielen Varianten (= Abarten). Wir werden einige davon später kennenlernen.

Prüfungsfragen zur 18. Stunde

18a: Aus welchen Ursachen erklärt sich die Dämpfung eines Schwingkreises?

18b: Was versteht man unter der Forderung, daß die rückgekoppelte Spannung mit der ursprünglichen „in Phase" sein soll?

18c: Was geschieht, wenn man mehr Energie zurückkoppelt, als zum Ausgleich der Verluste erforderlich wäre?

18d: Wie kann man eine Rückkopplung dort, wo sie unerwünscht ist, beseitigen?

18e: Kann man die Rückkopplung auch beim Empfang zu Hilfe nehmen?

Antworten auf die Prüfungsfragen

1. Stunde:

1a: *Weil leitende Verbindungen oft nicht hergestellt werden konnten und alle anderen Mittel, z. B. Schall, Licht usw., nur mit erheblichen Beschränkungen benutzbar waren.*

1b: *Für den Rundfunk werden Frequenzen von 150 kHz bis 100 MHz verwendet, [für andere Übertragungszwecke (z. B. Fernsehen, Nachrichtenverkehr, Satellitenverbindungen usw.) noch weit höhere Frequenzen].*

1c: *Ursprünglich benutzte man den von Heinrich Hertz angegebenen Funkensender zur Erzeugung der „Hertzschen Wellen".*

1d: *Heute benutzt man zur Schwingungserzeugung fast ausschließlich Röhren und Transistoren.*

1e: *Man braucht mindestens einen Kristalldetektor oder eine Halbleiterdiode und einen Kopfhörer, dazu zum Auffangen der Schwingungen eine Antenne und eine Erdung [letztere kann bei Verwendung eines Dipols wegfallen].*

2. Stunde:

2a: *Demodulation nennt man die Ablösung des aufmodulierten Signals von der Trägerfrequenz.*

2b: *Möglich sind Amplituden-, Frequenz- und Phasenmodulation. Der Rundfunk arbeitet mit Amplituden- oder mit Frequenzmodulation.*

2c: *Bei Frequenz- und bei Phasenmodulation bleibt die Amplitude praktisch unverändert.*

2d: *Man mußte UKW wählen, weil sehr viele Seitenfrequenzen entstehen und der erforderliche Frequenzbereich nur bei diesen oder noch höheren Frequenzen zur Verfügung steht.*

2e: *Man wählte Frequenzmodulation, weil bei ihr durch Breitbandmodulation eine fast völlige Befreiung von örtlichen und atmosphärischen Störungen erzielt werden kann.*

3. Stunde:

3a: *Man kann mit einem Schwingkreis erstens eine bestimmte Frequenz (mit Seitenbändern) aus der Vielzahl der ankommenden Frequenzen herausheben (nicht einen bestimmten Sender!). Die Resonanz des Kreises bewirkt außerdem eine viel höhere Spannung im Kreis, als man ohne sie erzielen würde. Sie übertrifft wesentlich die Spannung für alle weiter ab liegenden Frequenzen.*

3b: *Im Prinzip besteht ein Schwingkreis aus Kapazität und Induktivität. Man baut ihn praktisch aus Kondensator und Spule auf.*

3c: *Man kann die Eigenfrequenz eines Schwingkreises verändern, indem man entweder die Kapazität oder die Induktivität oder beides gleichzeitig ändert. Die weniger gebräuchliche Änderung der Induktivität durch Verschieben eines Eisenkerns nennt man „Permeabilitätsabstimmung", die Änderung des Kondensators heißt „Kapazitätsabstimmung".*

3d: *Ein Empfänger muß abgeglichen werden, wenn er mehrere Schwingkreise besitzt, die mit einer einzigen Einstellvorrichtung auf eine gewünschte Frequenz abgestimmt werden sollen. Alle Kapazitäten und Induktivitäten der Schwingkreise müssen dann so „abgeglichen" sein, daß bei jeder Stellung des Abstimmknopfes stets alle Kreise für die gewünschte Frequenz richtig abgestimmt sind.*

Das Abgleichen wird zuerst im Werk und dann in größeren Zeitabständen in der Werkstatt vorgenommen. Die erwähnten geschlitzten Endplatten der Drehkondensatoren dürfen dabei nicht zu Hilfe genommen werden.

4. Stunde:

4a: *Als Antennen können dienen: „offene" Schwingkreise (Dipole) und „geschlossene" Schwingkreise (Rahmenantennen, Ferrit-[Stab-]Antennen).*

4b: *Bei nicht allzu kurzen Wellen wird eine Dipolantenne (oder Überbleibsel davon, z. B. Langdraht- oder Stabantenne) nur ungefähr den zu empfangenden Wellen oder Wellenbereichen angepaßt, eine Rahmen- (oder Ferrit-)Antenne muß hingegen stets auf die gewünschte Frequenz abgestimmt werden, gleichgültig, ob es sich um lange oder kurze Wellen handelt.*

4c: *Je leistungsfähiger die Antenne, desto stärker ist die aufgenommene Empfangsenergie gegenüber dem Rauschanteil.*

4d: *Die vor dem Empfangsdipol in Richtung auf den gewünschten Sender angebrachten Stäbe wirken ähnlich wie ein Trichter beim Schall: Sie leiten die senkrecht auf sie auftreffenden Wellen zum Dipol. Der oder die hinter dem Dipol angebrachten Stäbe wirken als Reflektor. Die vom Dipol aufgenommene Empfangsenergie wird dadurch vervielfacht (Antennengewinn), von den Seiten oder von hinten kommende Störungen (insbesondere Reflexionen) werden unterdrückt. Der Nachteil solcher Antennenformen ist eben die so erzielte „Richtwirkung". Sie empfangen nur in einer einzigen Richtung und müssen drehbar angeordnet werden, falls man Sender aus verschiedenen Richtungen empfangen will.*

4e: *Alle Rahmen- und Ferritantennen müssen abgestimmt werden. Die Vorteile sind: Erstens entsteht nur bei der eingestellten Resonanzfrequenz eine brauchbare Empfangsenergie (Erhöhung*

der „Trennschärfe"), zweitens aber wirken sich nur solche magnetischen Kraftlinien aus, die die Empfangsspule annähernd senkrecht durchdringen. Dadurch kann man den gewünschten Sender anpeilen und etwaige Störsender nach Möglichkeit ausblenden.

4f: Obwohl das Abstimmen bei jeder Antenne große Vorteile brächte, verzichtet man im Empfänger zumeist darauf, weil die Bedienung dadurch komplizierter und für Laien zu umständlich oder gar unmöglich würde.

5. Stunde:

5a: Im Radioempfänger kommen am häufigsten induktive und kapazitive sowie aus beiden gemischte Kopplungen vor. Seltener finden sich galvanische Kopplungen.

5b: Bei jeder Kopplung muß berücksichtigt werden, daß die gekoppelten Kreise sich gegenseitig bedämpfen.

5c: Passive Vierpole leiten die dem Eingang zugeführte Energie unverändert oder nur umgeformt zum Ausgang. Dabei entstehen in ihnen Dämpfungs-Verluste. Aktive Vierpole verstärken zusätzlich die zugeführten Signale mittels einer Hilfsstromquelle, so daß sie verstärkt am Ausgang erscheinen.

5d: Von Stromkopplung spricht man, wenn zwei Kreise einen Teil ihrer Stromwege gemeinsam haben, z. B. in einem Kondensator oder einem Spulenteil.

5e: Eine rein induktive Kopplung wäre dadurch gekennzeichnet, daß die Kopplung nur über das magnetische Spulenfeld erfolgt.

6. Stunde:

6a: 1. 175 kHz ≙ 1714,4 m, 2. 7,5 MHz ≙ 40 m,
3. 93 MHz ≙ 3,225 m

6b: 1. 3,027 m ≙ 99,1 MHz, 2. 11,5 m ≙ 26,09 MHz,
3. 194 m ≙ 1546,4 kHz

6c: Je größer die Wellenlänge, desto größer müssen alle Teile des Senders und des Empfängers (Spulen, Kondensatoren, Antennen usw.) sein.

6d: Bei senkrecht polarisierten Wellen stehen die elektrischen Felder, aber auch die Antennen senkrecht, wie es die Bilder 6.1 und 6.2 zeigen. Senkrechte Polarisation ist üblich im Lang-, Mittel- und Kurzwellenbereich (ferner vielfach bei Polizeifunk, beweglichen Funkstationen [Funksprech] usw.). Ultrakurzwellen für den Rundfunk sind in der Regel waagerecht polarisiert.

6e: *Als Heavisideschicht bezeichnet man die unterste der in der Ionosphäre durch die Einwirkung der UV-Strahlen entstehenden ionisierten und daher leitenden Luftschichten.*

6f: *Als Fading bezeichnet man die in mehr oder minder großer Entfernung vom Sender auftretenden, meist periodischen Feldstärkeschwankungen. Sie entstehen in der Hauptsache durch Überlagerung mehrerer, auf verschiedenen Wegen zum Empfangsort gelangter Wellenzüge, die in der Phase gegeneinander verschoben sind.*

6g: *Ultrakurzwellen ($\approx$ 3 m) werden als quasioptisch, d. h. gleichsam Lichtwellen, bezeichnet, weil ihre Reichweite theoretisch gleich der Sichtweite sein sollte. Praktisch ist sie aber um 50...75 % größer. Fernempfang tritt auch auf, ist aber von bestimmten Bedingungen abhängig und kann mit den Luftspiegelungen (Fata Morgana) verglichen werden, auch wenn er häufiger zu beobachten ist.*

7. Stunde:

7a: *Als elektrisches Ventil bezeichnet man ein Schaltelement das für eine Stromrichtung einen geringen, für die entgegengesetzte Richtung einen möglichst hohen Widerstand aufweist.*

7b: *Wir rechnen mit der „konventionellen" Stromzählrichtung, nach der der Strom im Verbraucher vom positiven zum negativen Pol fließt.*

7c: *Schaltet man zwischen eine Wechselstromquelle und einen Verbraucher ein elektrisches Ventil, so wird von jeder Wechselstromperiode nur eine Halbwelle durchgelassen (je nach Polung des Ventils die positive oder negative), die andere wird unterdrückt. Ist der Verbraucher ein ohmscher Widerstand, so treten genauso viele sinusförmige Stromstöße in einer Richtung auf und zwischen ihnen genauso lange Pausen.*

7d: *Es gibt grundsätzlich zwei Maßnahmen, um einen gleichmäßigeren Stromfluß durch den Verbraucher zu erzielen, die am besten gleichzeitig angewandt werden: erstens das Anbringen eines (Lade-)Kondensators parallel zum Verbraucher, der durch die Stromstöße aufgeladen wird und die Spannung am Verbraucher weniger schwanken läßt; zweitens das Einschalten von mindestens je einem Ventil an jedem Pol der Wechselstromquelle mit solcher Polung, daß beide Halbwellen durch den Verbraucher in gleicher Richtung fließen.*

7e: *Es gibt erstens die Einwegschaltung, zweitens die Zweiweg- oder Doppelwegschaltung, drittens die Graetz- oder Brückenschaltung.*

8. Stunde:

8a: Der Stromdurchgang durch alle Radioröhren beruht auf dem Edison-Effekt. An der glühenden Katode (dem negativen Pol) treten Elektronen aus (Glüh-Emission), sie bilden eine Raumladewolke um die Katode herum. Aus dieser zieht die Anode um so mehr Elektronen und mit desto größerer Geschwindigkeit, je höhere positive Spannung sie aufweist.

8b: Bei einer Anodenspannung von 5 000 V werden die Elektronen auf ~ 42 000 km/sec beschleunigt.

8c: Radioröhren enthalten im Gegensatz zu Glühlampen und manchen industriellen Gleichrichterröhren keine Gasfüllung. Sie sind so weit wie möglich leergepumpt (evakuiert). Man sagt: In der Röhre ist ein Vakuum.

8d: Eine indirekt geheizte Röhre enthält eine indirekt geheizte Katode. Bei direkt geheizten Katoden emittiert der Glühfaden selbst oder meist eine auf ihn aufgebrachte Emissionsschicht. Bei indirekt geheizten Katoden ist die Emissionsschicht vom Heizfaden getrennt durch eine Isolierschicht von solcher Wärmeträgheit, daß sie die Wärmeschwankungen des wechselstromgeheizten Fadens nicht mitmacht.

8e: Eine Diode ist eine Vorrichtung aus Katode und Anode, die als elektrisches Ventil wirkt. Es kann sich dabei sowohl um eine Vakuum-Diode (Röhre) als auch um eine Halbleiter-Diode handeln.

9. Stunde:

9a: Germanium und Silizium sind vierwertige Elemente, beide haben den gleichen Kristallaufbau (Diamanttyp), und die Leitfähigkeit beider ist beim absoluten Nullpunkt (– 273 °C) gleich Null, sofern es sich um hochreines Material handelt. Diese Leitfähigkeit steigt mit zunehmender Temperatur immer stärker an und beträgt bei Zimmertemperatur etwa ein Millionstel derjenigen der üblichen Leitermetalle.

9b: Wenn man Abertausende von Bauelementen mit den gleichen, vorher festgelegten Eigenschaften herstellen will, braucht man dafür einen stets gleichen Grundstoff. Wie hoch man die Reinheit treiben muß, hängt also von den Anforderungen an die Gleichmäßigkeit und Zuverlässigkeit ab.

9c: Bei Metallen nimmt die Leitfähigkeit mit steigender Temperatur ab, bei Halbleitern nimmt sie zu. Manche Metalle weisen beim absoluten Nullpunkt der Temperatur „Supraleitfähigkeit" auf (Widerstand null), Halbleiter höchster Reinheit dagegen sind bei dieser Temperatur vollkommene Isolatoren.

9d: Als Paarbildung bezeichnet man beim Halbleiter das gleichzeitige Auftreten eines frei beweglichen Elektrons und eines

Defektelektrons oder „Loches", sobald eine Bindung zwischen zwei benachbarten Atomen aufreißt. Das geschieht infolge Zufuhr von Energie, vorzugsweise in Form von Wärme, aber auch von Licht.

9e: An einem negativen Anschluß werden die Löcher durch die dort reichlich zur Verfügung stehenden Leitungselektronen aufgefüllt und dadurch ausgelöscht. Der Zustrom von Löchern im Halbleiter zum Anschluß verwandelt sich dort also in einen entgegengesetzt gerichteten Elektronenstrom in der Zuleitung.

10. Stunde:

10a: Nicht alle, aber viele Kristalle bei (weißem) Kandiszucker, bei Alaun u. a. sind Einkristalle. Außerdem werden fast alle Edelsteine aus Einkristallen geschliffen, denn Grenzflächen im Innern würden stören. Die künstlich gezogenen Halbleiter-Einkristalle sind allerdings runde Stäbe von etwa 15 cm Länge.

10b: Man dotiert erstens, um die zu geringe Leitfähigkeit der reinen Materialien in ganz bestimmtem Maße anzuheben. Zweitens braucht man p- und n-leitendes Material, denn erst an einer Grenzschicht zwischen beiden tritt der gewünschte Gleichrichtereffekt auf.

10c: Die dotierten Materialien weisen keine elektrische Ladung auf, weil den frei beweglichen Elektronen im n-Material ebenso viele (feste) positive Kernladungen entsprechen, die bei den Donator-Atomen zurückgeblieben sind, von denen die Elektronen abwanderten. Mit den Löchern und den zugehörigen negativen (= fehlenden positiven) Kernladungen verhält es sich genauso.

10d: Majoritätsträger sind die im dotierten Material in der Überzahl vorhandenen Ladungsträger. Das sind im n-Material die Elektronen, im p-Material die Löcher. Sie können durch die Grenzschicht nur in Durchlaßrichtung fließen, während Minoritätsträger in Sperrichtung fließen können, wenn eine entsprechende Spannung anliegt. Minoritätsträger sind aber normalerweise nur in geringer Zahl vorhanden, so daß der Sperrstrom dann klein bleibt.

10e: In Durchlaßrichtung ist gepolt, wenn das p-Material (die Anode) an Plus, das n-Material (die Katode) an Minus der Spannungsquelle liegt. Die umgekehrte Polung entspricht der Sperrichtung.

11. Stunde:

11a: Der Vorteil liegt in der sehr kleinen Kapazität, denn die Kapazität stellt einen Nebenschluß für die Hochfrequenz dar. Um diesen möglichst klein zu machen, verwendet man keine flächige Grenzschicht, sondern setzt eine feine Drahtspitze auf den Kristall und verschweißt sie mit ihm durch einen Stromstoß.

11b: Beim Festschweißen der Drahtspitze diffundieren so viele Metallatome in das n-Germanium hinein, daß dessen n-Dotierung überkompensiert wird und sich in einer dünnen Schicht um die Spitze herum eine p-Dotierung ergibt.

11c: Dem Halbleitermaterial ist unter den normalen Arbeitsbedingungen eine recht erhebliche Energiemenge in Form von Wärme zugeführt ($\sim 300°$ gegenüber dem absoluten Nullpunkt bei -273 °C). Dieser Energiegehalt des Halbleiters bewirkt, daß laufend neue Paarbildungen stattfinden. Überall, selbst in der Sperrschicht, werden also in jedem Augenblick neue Elektronen und neue Löcher freigesetzt, und diese ergeben, soweit sie in oder unmittelbar vor der Sperrschicht entstehen, den (geringen) Sperrstrom.

11d: Die Kennlinien linearer Schaltelemente sind gerade Linien, die nichtlinearer Schaltelemente sind hingegen mehr oder weniger stark gekrümmte Kurven.

11e: Als Vorspannung bezeichnet man eine Gleichspannung, der die zu verarbeitende Wechselspannung überlagert wird, die also die Nullinie dieser Wechselspannung gegenüber dem Nullpunkt der Schaltung verschiebt. Der Arbeitspunkt ist der Punkt der Kennlinie, um den die Wechselspannung schwankt, also ihr Schnittpunkt mit der Nullinie der Wechselspannung.

11f: Geringere Bedämpfung ergibt die Reihenschaltung, die sich wie die Parallelschaltung von $\sim \frac{R}{2}$ auswirkt, denn je kleiner der parallelgeschaltete Widerstand ist, desto stärker wird die Bedämpfung.

12. Stunde:

12a: Eine Triode besitzt normalerweise eine geheizte Katode, ein diese etwa zylindrisch umschließendes Steuergitter und eine das Steuergitter umgebende Anode.

12b: Das Steuergitter erzeugt, ebenso wie die Anode, ein elektrisches Feld zwischen sich und der Katode. Dieses Feld beeinflußt die in der Raumladewolke schwebenden und insbesondere die von dort zur Anode fliegenden Elektronen. Durch die große Nähe zu ihnen (die Elektronen müssen ja durch das Gitter hindurch) sind schon sehr kleine Steuerspannungen in der Lage, den Elektronenstrom zur Anode mehr oder weniger oder sogar ganz zu unterdrücken. Die Spannungsschwankungen am Gitter werden auf diese Weise dem Anodenstrom aufgeprägt.

12c: Bei hohen Frequenzen (beginnend beim UKW-Bereich) kann die Steuerung nicht mehr ganz leistungslos erfolgen.

12d: Nein. Bei Elektronenstrahlröhren z. B. steuert man die Stärke

des Strahlstromes und damit die Helligkeit der Bildpunkte mit einem Wehneltzylinder. Außerdem wird hier der Elektronenstrahl entweder durch Ablenkplatten oder durch Ablenkspulen (also statisch oder magnetisch) abgelenkt. Die Steuerstäbe in den Abstimmanzeigeröhren stellen ebenfalls eine abgeänderte statische Beeinflussung dar und bestimmen die Größe der Leuchtflächen.

12e: Anodenruhestrom ist der Anodengleichstrom, der auf Grund des eingestellten Arbeitspunktes dauernd fließt und durch die Steuerung nur erhöht und vermindert wird. In Leistungsstufen (Endstufen) erstrebt man häufig eine Herabsetzung des Ruhestromes durch besondere Schaltmaßnahmen, um dadurch Strom einzusparen, und bei Transistoren außerdem, um eine höhere Sprechleistung ohne unzulässige Erwärmung entnehmen zu können. Die Stärke des Stromflusses regelt sich dann selbsttätig entsprechend der Aussteuerung der Endstufe.

13. Stunde:

13a: Die vom Rundfunk für die Ausstrahlung benutzten Frequenzen reichen von 150 bis 100 000 kHz. Man unterteilt sie für den Empfang in mehrere Wellenbereiche. Meist sind das die Lang-, Mittel-, Kurz- und Ultrakurzwellen. Manchmal wird der Kurzwellenbereich noch weiter unterteilt.

13b: Verlangt wird erstens eine möglichst wirksame, dabei aber verzerrungsfreie Verstärkung. Weiter verlangt man eine saubere Heraussiebung der gewünschten Senderfrequenz mit deren Seitenbändern, wobei aber bereits unmittelbar benachbarte Frequenzen möglichst vollständig unterdrückt werden sollen.

13c: Die Zwischenfrequenz ist eine Hilfs-Hochfrequenz, die man beim Super zwischen den Eingangskreisen und der Demodulatorstufe benutzt, um das vom Sender ausgesandte Frequenzband weiter zu verstärken und gleichzeitig die Abtrennung unerwünschter Nachbarfrequenzen zu verbessern. Das geschieht nach Umsetzung auf eine festgelegte Hilfsfrequenz, eben die Zwischenfrequenz.

13d: Man transponiert (= übersetzt) auf eine für die Verstärkung günstigere, nämlich tiefere Frequenz (außer im Langwellenbereich). Außerdem kann die Verstärkung in Festkreisen erfolgen, die optimal dimensioniert (≈ in den günstigsten Größen und Formen ausgeführt) und trotzdem billiger hergestellt werden können als durchstimmbare. Man kann ferner diese Kreise als Bandfilter ausbilden, erhält dadurch steile Flanken und kann dazu noch die Durchlaßbreite (Bandbreite) verstellbar machen.

13e: In Rundfunkgeräten verwendet man Bandfilter aus zwei, im Höchstfall drei Kreisen. Die Kopplung ist meist induktiv, kann aber auch kapazitiv (als Spannungs- oder Stromkopplung) oder auch gemischt erfolgen (also induktiv und kapazitiv kombiniert).

14. Stunde:

14a: Der Nf-Verstärker soll ein sehr breites Frequenzband von etwa 16 Hz bis mindestens 16 kHz (1 : 1000 und mehr) möglichst gleichmäßig verstärken und am Ende in Form einer Sprechleistung gewünschter Größe an den oder die Lautsprecher abgeben.

14b: Die häufigste Kopplungsart im Nf-Teil ist die RC- oder Widerstandskopplung, bei der Gleichspannungen und -ströme über Widerstände zugeleitet werden, während die Übertragung der Wechselspannung auf die nächste Stufe durch einen Kondensator erfolgt.

14c: Bei Transistoren kann man galvanische Kopplung der Stufen anwenden, besonders leicht dann, wenn man pnp- und npn-Transistoren aufeinander folgen läßt.

14d: Von der Endstufe verlangt man neben einer (weniger wichtigen) Verstärkung eine verzerrungsfreie Umsetzung der angelieferten Nf-Spannung in eine Sprechleistung der gewünschten Größe zwecks Umwandlung in die entsprechende Schalleistung.

14e: Eintakt-Endverstärkung nennt man eine Endverstärkung, wenn so wie in jeder anderen Verstärkerstufe gewissermaßen „geradeaus" weiter verstärkt wird, und zwar mit einer oder mit parallelgeschalteten Endröhren (-transistoren).

14f: Die Bezeichnung ist irreführend, denn es handelt sich nicht um eine Sperre, sondern um einen Leitkreis, der dazu bestimmt ist, die Frequenz 9 kHz, einen hohen Pfeifton, der durch Überlagerung sich überlappender Sender mit 9 kHz Abstand entsteht, am Lautsprecher vorbeizuleiten. Der Leitkreis tut das, weil er als Reihenschwingkreis für seine Resonanzfrequenz fast keinen Widerstand darstellt und diese Frequenz daher den Weg über den Lautsprecher umgeht.

15. Stunde:

15a: Mit der Gegentakt-Verstärkung können Verzerrungen weitgehend vermindert werden. Außerdem können durch besondere Schaltungen erhebliche Einsparungen an Betriebsstrom erzielt werden. Das ist bei Transistoren noch wichtiger als bei Röhren. Nachteilig ist der erforderliche höhere Aufwand.

15b: Es müssen zwei Ausgangs-Verstärkerelemente (Röhren oder Transistoren oder Gruppen davon) vorhanden sein, die gegen-

phasig gesteuert und deren Verstärkungsergebnisse gegenphasig wieder zusammengesetzt werden. Diese Verstärkerelementpaare müssen in ihren Eigenschaften gut übereinstimmen.

15c: Man erreicht die gegenphasige Steuerung in den meisten Fällen durch einen Übertrager, dessen Sekundärwicklung eine Mittelanzapfung besitzt, an deren Enden dann die Steuerelektroden der Endröhren (-transistoren) angeschlossen werden. Seltener wird das gleiche mit einer Röhrenschaltung (Phasenumkehrröhre) erreicht. Am seltensten ist bisher die transformatorlose Gegentakt-Endstufe, die mit Spezialröhren ausgeführt wird. Bei ihr wird eine Röhre direkt gesteuert, und deren Anodenstrom durchfließt den Katodenwiderstand der zweiten Röhre. Der an diesem auftretende Spannungsabfall, der gegenphasig zur ursprünglichen Steuerspannung ist, wird dem Gitter der zweiten Röhre zugeführt. Den Ausgangsübertrager vermeidet man, indem man die Lautsprecher-Schwingspule gleichstromfrei zwischen den beiden Röhren anschließt.

15d: Beim gegenphasigen Verstärken heben sich von den sonst an jeder gekrümmten Kennlinie auftretenden Oberwellen alle geradzahligen gegenseitig auf. Das ergibt dann zusätzlich die Möglichkeit, durch Schaltungskniffe auch noch die dritte Harmonische weitgehend zu unterdrücken.

15e: Man kann die Röhren (Transistoren) auf einen erheblich herabgesetzten Ruhestrom einstellen, weil sich die dabei auftretenden Verzerrungen größtenteils gegenseitig wieder aufheben. Der tatsächliche Stromverbrauch wird dann hauptsächlich durch die Aussteuerung bestimmt.

16. Stunde:

16a: Bei den Transistoren fällt die bei Röhren notwendige Heizung ganz weg. Man braucht nur die Betriebsspannung, die bei Transistoren sehr klein gegenüber Röhren ist. Sie beträgt nur einige Volt. Dagegen fließt aber beim Transistor stets ein Steuerstrom. Er kann also nicht leistungslos gesteuert werden wie eine Röhre.

16b: Ein Transistor hat mindestens drei Schichten, und es folgen abwechselnd p- und n-Schichten aufeinander, zwischen denen sich jeweils eine Grenz- oder Sperrschicht wie bei den Dioden befindet. Weniger eine bessere Gebrauchsfähigkeit als die leichtere Herstellungsmöglichkeit ist meistens entscheidend dafür, ob man pnp- oder npn-Transistoren herstellt und verwendet.

16c: Die Transistorwirkung beruht darauf, daß von der Basis zum Kollektor stets die Minoritätsträger übergehen, weil diese Grenzschicht in Sperrichtung geschaltet ist. Man braucht daher

zur Erklärung der Wirkungsweise stets die Ladungsträger, die an dieser Sperrschicht Minoritätsträger sind. Beim pnp-Transistor sind das die Löcher, beim npn-Transistor die Elektronen; das sind also immer die Majoritätsträger im Emitter.

16d: Die Diode Emitter-Basis ist immer in Flußrichtung geschaltet. Wenn an ihr eine, wenn auch geringe, Spannung in Flußrichtung liegt, so fließen die Majoritätsträger dieser ersten Diode in die Basis hinein (der Emitter kann aus der Stromquelle beliebig viele liefern, „injizieren"). Soweit diese Ladungsträger an die zweite Sperrschicht gelangen, sind sie dort Minoritätsträger, finden also ein für sie günstiges Spannungsgefälle vor und fließen zum Kollektor ab.

16e: An sich würden die durch die Basisspannung in die Basis hineingezogenen Ladungsträger auch alle durch den Basisanschluß zur Stromquelle zurückfließen. Ist dieser Weg aber weit, der zur Kollektorsperrschicht hingegen sehr kurz, so gelangt (meist durch Diffusion) die Mehrzahl der Ladungsträger zur Kollektorsperrschicht und nicht mehr zum Basisanschluß. Bei modernen Transistoren ergeben etwa 98 % der vom Emitter gelieferten Ladungsträger den Kollektorstrom und nur etwa 2 % den Basisstrom. Darauf beruht die Stromverstärkung des Transistors.

17. Stunde:

17a: Mit dem Ansteigen der Temperatur im Innern des Halbleiters steigt durch erhöhte Paarbildung die Leitfähigkeit des Halbleiters in noch stärkerem Maße. Der dadurch gesteigerte Stromfluß würde das Material weiter aufheizen usf.

17b: Man versucht, durch geeignete Schaltmaßnahmen zu erreichen, daß als Folge eines Stromanstieges die Basisspannung und damit der Basisstrom in solchem Maße herabgesetzt werden, daß möglichst der ursprüngliche Kollektorstrom beibehalten wird.

17c: Man wendet verschiedene Maßnahmen an. Erstens legt man sehr häufig in die Emitterzuleitung einen Emitterwiderstand, an dem entsprechend dem Gesamtstrom durch den Transistor der Spannungsabfall ansteigt und fällt und dadurch die Basisspannung in umgekehrtem Sinne ändert. Eine zweite Möglichkeit ist, den Spannungsteiler für die Basisspannung nicht direkt an die Spannungszuleitung, sondern zwischen Kollektor und Außenwiderstand anzuschließen. Die Gesamtspannung am Spannungsteiler (und damit auch die Basisspannung) fällt dann mit steigendem Kollektorstrom. Drittens kann man in den Basis-Spannungsteiler zwischen Emitter und Basis einen Widerstand mit negativem Temperatur-Koeffizienten einschalten. Oft werden mehrere dieser Maßnahmen kombiniert.

17d: Ein Widerstand mit negativem Temperatur-Koeffizienten spricht erstens auf die in ihm selbst entstehende Stromwärme an, zweitens aber auf die Temperatur der Umgebung (Chassis, Luft, Kühlfläche). Damit sinkt der Spannungsabfall an ihm und hierdurch auch die Basisspannung. Das senkt dann den Basis- und den Kollektorstrom.

18. Stunde:

18a: Die Dämpfung kann mit der Reibung bei mechanischen Vorgängen verglichen werden. Sie ergibt sich in erster Linie aus unerwünschten (ohmschen) Widerständen der Schwingkreisspule, aber auch aus anderen Verlusten im Kreis, durch angekoppelte Kreise, Abschirmungen usw.

18b: Die beiden Schwingungen müssen zeitlich in ihren Nulldurchgängen, in den positiven und negativen Ausschlägen möglichst genau übereinstimmen, so daß die Addition der Spannungen den höchstmöglichen Betrag ergibt, wie das in Bild 6.3a dargestellt ist.

18c: Wird mehr zurückgekoppelt, als zum Ausgleich der Verluste erforderlich ist, so bleiben die Schwingungen dauernd aufrechterhalten, und jeder aktive Vierpol, Röhre oder Transistor, wird zum Schwingungserzeuger oder Sender.

18d: Man bringt die Schaltelemente so an, daß sie sich gegenseitig möglichst wenig beeinflussen können, und bringt außerdem Abschirmungen an. Soweit trotzdem eine unerwünschte Rückkopplung eintritt, kann man sie durch eine entgegengerichtete Kopplung zum Teil oder ganz aufheben. Das geschieht zumeist in sogenannten Brückenschaltungen und wird dann gewöhnlich als „Neutralisation" bezeichnet.

18e: Da durch die Rückkopplung Empfindlichkeit und Trennschärfe einer Empfangsschaltung wesentlich gesteigert werden können, baute man früher Empfänger mit bedienbarer Rückkopplung, die aber zu der verbotenen Aussendung von Schwingungen führten. Heute erzeugt man noch im Oszillator des „Supers" Schwingungen, die man aber nicht nach außen gelangen läßt. Außerdem wird häufig eine begrenzte „Mitkopplung" (z. B. unvollkommene Neutralisation) zur teilweisen Entdämpfung und damit Leistungssteigerung benutzt. Sie muß aber sorgsam dosiert sein, da sie sonst leicht auch zu Verzerrungen führen kann.

Stichwortverzeichnis

A

Abgleichen 29/30
Ablenkplatten, -spulen 110
Absorption, absorbieren 23, 53 ff.
Abstimm-Anzeigeröhre 109/110
Abstimmung 22 ff., 28
Abstrahlung der Wellen 49 ff., 155
Abszisse 94, 97
Akzeptor 84
Aluminium 83
– kerne 28
Amplituden-Modulation 14/15, 19/20, 58, 114, 127
Analysator, analysieren 52
Anode 60, 70, 101, 105
Anoden-Gleichstrom 111
– leistung, -verlustleistung 112
– spannung 63/64, 70 ff., 111
– strom 70, 111, 114, 132
– -Wechselstrom 111 ff., 114
Anpassung, -sübertrager 41/42, 61, 124 ff., 129, 135, 149
Antenne 10, 30 ff., 44 ff., 49, 114
–, abgestimmte 36
Antennengewinn 35
Antimon 83
Arbeitskennlinie 109, 124
Arbeitspunkt 95, 106, 108, 130/131
–, gleitender 112
Arbeitswiderstand 111
Arsen 83
Atomaufbau 77/78
Atome 69, 78, 82
Audion 156
Ausbreitung der Wellen 22, 51 ff.
Ausgangsleistung 128
– übertrager 125, 129, 135
Außenantenne 30
Außenwiderstand 108, 111 ff., 121, 124 ff., 130, 135
Aussteuerung, aussteuern 109, 112, 132
Austrittsarbeit 69
automatische Gittervorspannung 133
A-Verstärkung 131
AVR, automatische Verstärkungs-Regelung 55, 100, 114

B

Ballempfang 57
Bandbreite 16/19, 42, 53 ff., 118, 120
Bandfilter 114, 117/118
Barium 69
Basis 140/141
Basisspannung 144/146, 150/151
– strom 142/143, 145
– zone 142
Baßregister 131
Bedämpfung 41 ff., 115, 117
Belastungswiderstand 60, 71
Betastrahlen 68
Betriebsbereitschaft, sofortige 147
– daten 107
– strom 147
Beugung der Wellen 57
Bezugspunkt, -leitung 64, 99, 106
Bildröhren 110
Blitz 69
Bodenwelle 53/55
Braun, Prof. Dr. Ferdinand 38, 76, 110
Bredow, Staatssekretär Hans 9
Brücken-Gleichrichtung 65/66, 75
– schaltung 153, 159/161
Brummfreiheit, -ton 72/73
Bündelung 56
B-Verstärkung 113, 132

C

Cäsium 69
Charakteristik 94
Coulombs Gesetz 106
C-Verstärker, -Betrieb 133

D

Dämpfung 154
Dämpfungswiderstand 42
Datenverarbeitungs-Anlagen 148
Defektelektronen 60, 80, 82
definieren, Definition 103
Demodulation 14,20,59,64,73/74,114
Detektor 12/13, 27
Diamantgitter 79
Differenzfrequenz 127, 157
Diffusion, diffundieren 87,91,93,142
Diode 74/75, 83, 89, 92/93, 97/98, 101/103, 156
Dipol 32/35, 51, 100
direkt geheizte Katode 73
Direktor 35
Donator 84
dopen, dotieren, Dotation, dot. Material 83, 85
Doppelweg-Gleichrichtung 65, 72
Drehkondensator 24, 26, 28/29
Dreikreis-Bandfilter 118/119
Dreipolröhre 105, 119, 136, 139
Drosselkopplung 116, 122
durchgreifen, Durchgriff 146
Durchlaßrichtung 60/61, 142
– strom 90, 97
– widerstand 62, 150
Durchschlag, Durchbruch 63, 89
D-Verstärker 133
Dynamik 114
dynamische Lautsprecher 124/125, 135/138

E

Edison, Thomas Alva 67
Eigenkapazität 115, 118
– leitfähigkeit 82
– welle 45, 51
Einkristall 83
Eintakt-Endstufe, -schaltung 112/113, 120, 124, 135
Einweg-Gleichrichtung 64
Eisenkern 118, 122
eisenlose Endstufe 136 ff.
elektrisches Feld 49, 70, 105/106
elektrische Weiche 115
Elektrode 67, 139
elektrolytische Vorgänge 70, 81/82
Elektrolytkondensator 102
Elektronen 24, 60, 68, 70/71, 77/82, 103, 105/106, 145
– -Mikroskop 110
– rechner 147/148
– relais 104/105
– röhre 9, 67, 104/105
– strahlröhre 38, 39, 109/110
– strom 60, 70/71, 81/82, 104/106, 142
Elektronik 67, 148
Emissionsfähigkeit, emittieren 69, 71, 73
Emitter 140
– schaltung 141
– strom, -widerstand 150
Empfangsstörungen 53 ff., 157/158
– verzerrungen 55
Empfindlichkeit 23, 104
Endröhre 124/125, 135
– stufe 120, 124, 128, 152
– verstärkung 114, 120, 124
Energie-Einsparung 112, 147
Entdämpfung 154/155
Entzerrer 131
Epitaxial-Planar 148
E-Schicht 53
evakuieren 70

F

Fading 55, 100
Faltdipol 34
Fehlstelle 80
Feldstärkeschwankungen 55/56, 100
Fernempfang 55/57
Fernseh-Bildröhre 71
Fernsehen 57, 104, 110
Ferritantenne 31, 38, 100
Ferritkerne 28/29
Filter 73
Flächendiode 101
– transistor 141, 143
Flachgleichrichter 63, 75/76
Flußrichtung 142
Fotozellen 69, 80, 148

Fremdatome 77
Frequenz – Wellenlänge 48
Frequenzabhängigkeit 115, 121, 124
– band 15/16, 135, 154
– bereiche 53/58, 149
– gang 123, 129, 131, 133
– grenze, obere 125, 149
– hub 19/20
– modulation 16/18, 20, 114
– umsetzer 57
F-Schichten 53
Fünfpolröhre 136
Funkamateure 56
Funktechnik 9, 67

G

Gallium 83, – Arsenid 92
galvanische Kopplung 122
gasgefüllte Röhren 71
Gegengewicht 99
Gegenkopplung 135
gegenphasig 128, 134
Gegentakt-A-, AB-, B-Verstärkung 113, 131/133
– -Verstärkung 124, 128, 132, 134
gemischte Kopplung 46, 118, 123
Generator 14, 41, 43
Geradeaus-Empfänger 117
Germanium 59, 75/80, 83, 85, 92, 101, 149/150
– -Diode 12, 74/75, 93
– -Kristallgitter 79, 83 ff.
Geschwindigkeit d. Elektronen 70
Gitter 71, 146
– batterie 107
– feld 106
– kreis 115
– spannung 108/109, 131
– strom 106, 132/133
– vorspannung 106, 108, 111, 115, 131, 137, 156
Gleichlauf 28/29, 44
Gleichrichter-Material 75, 83
Gleichrichtung 59 ff., 72 ff., 92 ff., 156
Gleichstromleistung 124, 147
– -Magnetisierung 129
Glühdraht, -emission 67/69
Graetz-Gleichrichtung 65/66
Grenzfläche 87/88
– frequenz 100, 125/126
– schicht 76, 86/89, 91, 101
– schicht-Dicke 90/91, 102
– schicht-Temperatur 149
– werte 71

H

Halbleiter 75/76, 83, 140
– -Diode 12, 74, 93, 97/98
– -Gleichrichter 59, 66, 72
Halbwelle 50, 60/61, 64/65, 93, 126
Harmonische 130
Heavisideschicht 53/54
Heißleiter 152
Heizfaden 69
– strom 69, 72, 147
Hertz, Prof. Heinrich 7, 37
Hochfrequenz 12, 113 ff., 155
– -Diode 98
– -Drossel 115
– eisen-Kerne 29
– -Gleichrichtung 92, 99/101
– -Maschinen 9
– -Verstärkung 31, 113 ff.
hochinduktive Ankopplung 45, 46
Hochpaß 125/127
Hochtonlautsprecher 125/127
Hochvakuum-Gleichrichterröhren 66, 71
Hörgeräte 148

I

I_a/U_g-Kennlinienfeld 106/107, 109
Impedanz 124, 135
Impuls, -folgen 39, 104, 134
indirekt geheizte Katode 73
Indium, -pille 83/84, 101, 141
induktive Kopplung 44, 118, 156, 158
Induktivität 24, 28/29, 30, 32, 45, 115
Injektion, injizieren 143, 145
Innenwiderstand 61/62, 137
integrierte Schaltungen 148
Interferenz, -filter 57, 127, 157

Intrinsic- oder i-Leitfähigkeit 82, 85, 87
Ion, Ionenwanderung 80, 82
ionisierte Gasmoleküle 69
Ionisierung 52/54
Ionosphäre 52
IS 148

K
Kaltkatodenröhren 69
Kapazität 30, 32, 45, 93, 118
–, steuerbare 102
Kapazitäts-Abstimmung 28
– -(Variations-)Diode 102
kapazitive Kopplung 45, 118
Katode 60, 70/74, 122
Katodentemperatur 71, 73
– widerstand 133, 136
Kennlinie 94 ff., 107/109, 131
Kennlinienfeld, -darstellung 106/107, 141
Kennlinienknick 131
Klangfarbe 114
Klirrfaktor, Klirrgrad 130/131, 133
Koaxialkabel 35
Kollektor 140
– -Emitter-Reststrom 144
– -Grenzfläche 142
– spannung, -strom 142/143, 145
Kombinationsfrequenzen 131
kommerzieller Funkverkehr 16
Kompensation, kompensieren 87, 151
Kompromiß 43
konzentrisch 35
Koordinate 94, 97, 107
Kopfhörer 10, 12, 21
Kopplung, Kopplungsgrad 40 ff., 114 ff., 118
Kopplungskondensator 99, 115, 121, 134
Kraftlinien 38, 105
Kristalldetektor 12, 75, 93, 96/97
– gitter 77/78, 80, 84/85
– lautsprecher 125/126
Kühlmaßnahmen 152
Kupferoxydul 75
Kurzschluß 62, 127
Kurzschluß-Reststrom 144
Kurzwellen 55

L
Ladekondensator 21, 62, 72
Ladungsträger 77, 80, 82, 84/87, 144
Langwellen 53, 117
Laufzeit 104
Lautsprecher, -röhre 10, 124/125, 137
Lebensdauer (Transistoren) 147/148
Leerlauffall 62, 65
Legierungsschicht 101
– transistor 141
– zusätze 83
Leistungsanpassung, -ausbeute 41/42
– bilanz, -gewinn 131/132
– gleichrichter 98
– lose Steuerung 106, 110
– transistor 152
– verstärkung 15, 124, 143, 146
leitende Atmosphärenschichten 52/53
Leiter 76, 81
Leitfähigkeit, -smessung 77, 80
Leitkreis 127
Leitungselektronen 80
– mechanismus 82
Leuchtschirm 110/111
Lichteinfall, -empfindlichkeit 80, 148
– geschwindigkeit 7, 31, 48, 50
– wellen 53, 57
linear 94, 131
Löcherstrom 60, 81, 142/143
Loch, Löcher 80, 82, 84, 142
Loftin-White-Schaltung 122

M
Magnetische Elektronensteuerung 110
magnetischer Lautsprecher 124
magnetisches Feld 24, 38, 49, 110
Majoritätsträger 86, 89
Mangelleitung 86

Marconi, Guglielmo 8, 37, 53
Masse 64, 99
Massenwirkungsgesetz 85
Maxwell, Prof. James Clerk 7
Mehrheitsträger 86, 89
Mehrkreisempfänger 47
Mesa-Transistoren 149
Meßbrücke 160/161
Metallgitter 69
Mikrofonie 148
Minoritäts-, Minderheitsträger 86, 90, 92, 142/144
Mitkopplung 154
Mittelwellen 54
Modulation 11, 14/15, 113
Modulationsgrad, -index 19/20

N

Nahschwundzone 55
negative Spannungsangaben 140
Nestel, Prof. Dr.-Ing., Dr.-Ing. E. h. Werner 18, 112
Netzanschluß-Röhrenempfänger 65, 99
Netzspannungs-Gleichrichtung 63, 72/73
9-kHz-Sperre 127
Neutralisation, neutralisieren 153, 159/161
Newi-, NTC-Widerstände 152
n-Germanium 84/85
nichtlinear 92, 94, 131
Niederfrequenzspannung 12, 98/100, 156
– verstärkung 113/114, 120 ff., 128
n-leitendes Material 83/86
npn-Transistoren 139/140, 145
Nutzeffekt, -leistung 112, 146
– widerstand 42, 125

O

Oberflächen-Vorgänge 148
Oberschwingungen, -wellen 33, 130
offener Schwingkreis 32, 49
Ordinate 95, 97
Oszillator 133, 155
Oszillograf 110

P

Paarbildung 82, 148
paradox 60
parallelgeschaltete Röhren 124, 129
Parallel-Schwingkreis 24
Parameter 107
Permeabilität, -sabstimmung 28, 38
p-Germanium 84/85
– -Schicht 141
Phase, entgegengesetzte 128
Phasendrehung 135
– lage 154, 159
– modulation 16
– umkehr-Röhre 134
Phosphor 83
Planar 148
p-leitendes Material 83/84
pnp-Transistoren 139 ff.
pn-Übergang 140
Polarisation 51/52
Potentialverlauf 88/91
– wall 69
Primärspule, -wicklung 44, 125
proportional 20
Prüfung von Transistoren 144
Punktkontakt-(Spitzen-)Diode 93, 98, 139

Q

Quasioptische Wellen 57
Querstrom 151

R

Radar 39, 110
Rahmenantenne 38/39
Raumfahrt, -schiffe 51, 148
– ladeschicht 88, 91
– ladewolke 70, 105
Raumwellen 53, 56
Rauschen 31, 148
RC-Glieder 125
– -Kopplung 121

Reflektor, Reflexionen 35/36, 53/54
Regelspannung 100
Reichweiten 53/54
Reihen-Schwingkreis 24, 27, 127
Reinheitsforderungen 76/77
Rekombination 80, 142
Rekristallisation 77
Resonanzen 123
Resonanzfrequenz 24, 26/27
– kurve 25
– spitze 118
– transformator-Kopplung 116
– verstärkung 120
– widerstand 41/42, 116, 153/154
Reststrom 144
resultieren 116
Richtantenne, -strahler 56
– spannung 64, 156
– strom 94
– wirkung 35/36, 39
Röhre 43, 67, 70, 82, 124, 145, 149
Röhrendiode 74, 93, 101
– gleichrichter 59, 66
– verstärkung 43, 118
Rückkopplung 153/154, 156/158
Rückwirkung 149, 158/159
Ruhestrom 109, 111, 122, 131, 134, 137

S

Sättigungsstrom 109
Satelliten 8, 40, 51
Schalenbau der Atome 77/78
Schalleistung 125
Schallplattenaufnahme, -wiedergabe 104, 120
Scharfabstimmung, autom. 102
Scheinwiderstand 124, 135
Schirmgitterröhre 162
Schleifendipol 34
Schwebung, Schwebungsnull 157
Schwingkreis 23/26, 32, 38, 41, 114 ff.
Schwingspule 125, 135
Schwingungserzeugung 133, 153/155
Schwunderscheinungen 55/56
Seitenbänder, -frequenzen 15/17, 120
Sekundärspule, -wicklung 44, 125
Selbsterregung 155, 157/158
selbstschwingende Masten 36
Selektion 121
Selen, -gleichrichter 63, 75, 92, 101
Sendeantenne 11, 31
Sender 10, 14, 104, 155
– abstand 127
– verstärker 133
Senderöhren 71
Siebkondensator, -widerstand 100
– mittel, Siebung 27, 64/65, 72/73
Signal 15, 73, 104, 108, 148
Silizium 59, 75/80, 83, 92, 101/103, 149/150
Spannungsbauch, -knoten 33
– differenz, -gefälle 87/88, 142
– impuls 134
– schwankungen 114
– spitzen 64
– teiler 137, 150/152
– verstärkung 143
– vervielfacher 67
Sparschaltung 112
– transformator 41, 43/44, 123
Sperrkreis, -kopplung 116/117
– phase 60, 63
– richtung 89/92, 97, 142
Sperrschicht 88/89, 92, 102, 141/142
– breite 91, 102
– temperatur 103
Sperrspannung 63
– strom 90, 93/94, 97, 102/103, 150
Spezialröhre 136, 149
Spitzendiode 93, 97/98
– spannung 62/63, 65
– transistor 139/141
spontan 80
Sprechleistung 112, 114, 124
Sprechwechselstrom 135
Stabantenne 37
stabilisierte Spannungen 103
Stabilisierung von Transistoren 147, 150/152

statische Abstoßung, Anziehung 109/110
– Kennlinien 108
– Lautsprecher 125/126
Steuergitter 105, 109, 146
– leistung 106, 146
– spannung 104, 106, 111, 131, 143
– strom 106, 139, 143
Störatom 76
– befreiung 99
– strahlung 155
Störungen (Empfangs-) 53/58, 157
Strahlführung 110
Strahlungswiderstand 31/32, 34
Strombauch, -knoten 33
– dichte 92
– kopplung 45, 48
– richtung 60, 140
– verstärkung 143, 145
– wärme 91, 98, 150
Super, Superhet-Empfänger 113, 117, 133, 155
Syncom-Satellit 40

T

Telegrafiesender 9
Telstar-Satellit 40, 148
Temperatur 69, 77, 79, 85
– abhängigkeit 80, 97, 144, 149/150
– koeffizient 152
thermische Bewegung 79, 84
Thomsonsche Schwingungsformel 28
Tiefpaß 98, 100, 127
Tiefton-Lautsprecher 127
Toleranz 107
Tonband 104, 120
Tonblende 131
Tonfilm 104
Tonfrequenz 12, 51, 73, 114, 120, 125
Torus 52
tote Zone 55
Trägerfrequenz, -welle 14/15
trägheitslose Steuerung 104
Transformator 42, 64/65, 104
– -Kopplung 116, 122/123
transformatorlose Gegentakt-Endstufe 136/138
Transistor 9, 43, 67, 75, 80, 83, 100, 106, 112, 122/124, 139/140, 143, 150 ff., 162
– betrieb, -geräte 64, 113, 118, 128
– formel 146
Treiberröhre, -stufe 132
Trennschärfe 27, 114, 118, 154
Trimmer 29, 118
Triode 105, 119, 123, 139, 156, 159, 162
Trockengleichrichter 59, 63, 72
Tuner 102

U

überkompensieren 93, 101, 126, 141
überkoppelt, überkritisch gekoppelt 118
Überlagerung 54, 57, 130, 157
Überlastung 62, 71, 129, 149
Überschußleitung 86
übersteuern 109
Übertrager, -kopplung 35, 43, 122/123, 130, 133, 135
UHF-Tuner 148
UKW-Rundfunk 31, 57, 118
Ultrakurzwellen (UKW) 17/18, 57, 118
Umgebungstemperatur 97, 149
undotiertes Material 85
UV-Strahlen 52

V

Valenzelektronen 78, 84
Varaktor 102
Variante 162
Variation 28
Varicap 102
Variometer 26
Ventil (elektrisches) 59/60
Verbraucher 40/41, 43, 60, 62, 72
Verluste 42, 114, 153/154
Verlustwärme 112, 128, 132, 152
Verstärkeranlagen 132/133
– röhren 70/71, 73, 101, 104 ff.
Verstärkung 67, 104/106, 120, 143
Verstärkungsregelung, automatische 55, 100, 114

Verzerrungen 109, 129/133, 135
Vierpole 42/43, 104/105, 139, 153
Vollweg-Gleichrichtung 65
Vormagnetisierung 123, 129
Vorspannung 95, 126
Vorteile des Transistors 147/148

W

Wärme 69, 79, 147
– abstrahlung 71
Wechselstromgenerator 60, 72
– leistung 124
– widerstand 115, 121/122
Wehneltzylinder 110
Wellenbereiche 48, 113, 127
Wellenlänge – Frequenz 48
Wellenwiderstand 34
Welligkeit 65, 98
Wertigkeit 78
Wheatstone-Brücke 66, 160
Widerstandskopplung, -verstärkung 121, 134
Wirkungsgrad 34, 36, 41, 51, 132/133
Wolfram 69

Z

Zahl der Ladungsträger 85/86
Z-Diode 103
Zenerdiode, -spannung, -strom 103
Zimmerantenne 30, 57
Zweilpolröhre 74
Zweiweggleichrichtung 64/65
Zwischenfrequenz 113/114, 117/118

Das Literaturverzeichnis und ein Verzeichnis der einheitlich benutzten (Teile-)Bezeichnungen befindet sich in Teil II (Radio-Praktiker-Bücherei Nr. 24/25a) unmittelbar hinter der 34. Stunde.

Bewährte einführende Lehrbücher:

Die elektrischen Grundlagen der Radiotechnik

Taschenlehrbuch für Fachunterricht und Selbststudium

Von Ingenieur **Kurt Leucht**, Studienrat

9. Auflage

272 Seiten mit 169 Bildern, 175 Merksätzen,
93 Aufgaben und 313 Fragen

Kartoniert 7.90 DM, in Plastikeinband 9.80 DM

Das große Gebiet der Funk- und Fernsehtechnik, der Elektronik und der Randgebiete wächst von Jahr zu Jahr weiter ins Unermeßliche. Um die Vielzahl der Vorgänge verstehen zu können, ist es notwendig, daß jeder, der in diesen Gebieten arbeitet, die elektrischen Grundlagen sicher beherrscht. Diese elektrischen Grundlagen müssen jedoch von der allgemeinen Darstellung der Starkstromtechnik abweichen und auf die Radiotechnik zugeschnitten sein. So entstand dieses Buch im Unterricht der Landesfachklassen der Radio- und Fernsehtechniker in Stuttgart. Besitzt ein Radiotechniker solide Grundlagenkenntnisse, so zeigt die Erfahrung, daß er dann in der Lage ist, in die vielen guten Fachbücher leicht einzudringen. Die meist kurzgefaßten Grundlagen der weiterführenden Bücher können immer als Wiederholung dienen.

Das vorliegende Buch soll insbesondere dem Radio- und Fernsehtechnikerlehrling im Berufsschulunterricht und bei der Arbeit helfen. Vielleicht kann dieses Buch auch bei manchem Praktiker mit viel Erfahrung Lücken im Wissen schließen und eventuell die Vorbereitung auf Prüfungen erleichtern. Weiterhin können diese Grundlagen den Amateuren helfen, die Wirkungsweise der Teile, mit denen sie umgehen, zu verstehen. Hierdurch haben sie die Möglichkeit, ihre technischen Erfolge sicherer und zielbewußter zu erringen.

Beiden Ausgaben ist ein Lösungsheft beigegeben, das die Lösungen der 93 Aufgaben enthält.

Dieses Buch eignet sich zum Grundstudium vor dem Durcharbeiten des „Lehrgang Radiotechnik" und zur Wiederholung.

FRANZIS-VERLAG · MÜNCHEN

Bewährte einführende Lehrbücher:

Funktechnik ohne Ballast

Einführung in die Schaltungstechnik der Rundfunkempfänger mit Röhren und mit Transistoren

Von Ingenieur **Otto Limann**

10. Auflage (71. bis 80. Tausend)

340 Seiten mit 560 Bildern und 8 Tafeln

In Linsoneinband 19.80 DM

Infolge der ständigen Weiterentwicklung der Rundfunktechnik und Elektroakustik, insbesondere durch die Einführung der Transistoren und des Stereo-Verfahrens, mußte der Inhalt dieses Buches gegenüber früheren Auflagen vollständig neu bearbeitet werden. Dabei wurde auch die vordem in einem Anhang behandelte FM- und UKW-Technik organisch eingebaut und ein Kapitel über Phono- und Tonbandgeräte hinzugefügt. Selbstverständlich ist die Transistortechnik ausführlich berücksichtigt und ferner sind Kapitel über die Stereo-Nf-Technik und die Hf-Stereofonie aufgenommen worden.

Entsprechend dem Titel *Funktechnik ohne Ballast* wurde rücksichtslos alles Veraltete ausgemerzt, um den heute ohnehin überforderten Anfänger nicht mit überholten Verfahren und Schaltungseinzelheiten zu belasten.

Ferner wurden die elementaren Grundlagen und rein theoretische Betrachtungen aufs äußerste beschnitten, denn das Werk soll kein Lehrbuch der Elektrotechnik sein – hierfür gibt es genügend andere Bücher –, sondern auf kürzestem Wege in die Schaltungstechnik der Rundfunkempfänger einführen. Die Schaltungsbeispiele wurden daher sehr sorgfältig aus Industrieschaltungen ausgewählt und kommentiert.

Dieses Buch sollte von allen an der Radiotechnik Interessierten studiert werden, die die praktische Schaltungstechnik kennen und beherrschen wollen.

FRANZIS-VERLAG · MÜNCHEN

76 Bastelpraxis Band II. Theoretische und praktische Grundlagen (Diefenbach). 7. Aufl. DM 2.90.

77/77a Der Selbstbau von Meßeinrichtungen für die Funkwerkstatt (Nieder). 6. Aufl. DM 5.60.

79/79a Bastelpraxis Band III. Praktischer Aufbau von einfachen Prüfgeräten und Empfängern vom Detektor bis zum Super, dazu Verstärker, KW- und Zusatzgeräte (Diefenbach). 7. Aufl. DM 5.60.

80/80b Das Spulenbuch – Hochfrequenzspulen (Sutaner). 5. Aufl. DM 7.90.

81/83 Die elektrischen Grundlagen der Radiotechnik (Leucht). 9. Aufl. DM 7.90.

84 Fernsehantennen-Praxis (Mende). 10. Aufl. DM 2.90.

85 Hi-Fi-Schaltungs- und Baubuch (Kühne). 7. Aufl. DM 2.90.

86/87 Berufskunde für Radio- und Fernsehtechniker und verwandte Berufe (Rose). 3. Aufl. DM 5.60.

88 Schliche und Kniffe für Radiopraktiker Teil II (Kühne). 5. Aufl. DM 2.90.

89/90a Autoempfänger (Manzke). 2. Aufl. DM 7.90.

91/92 Superhet-Empfänger mit Röhren und mit Halbleitern (Sutaner). 3. Aufl. DM 5.60.

93/94 Transistorschaltungen für die Modellfernsteuerung (Bruß). 6. Aufl. DM 5.60.

95/96 Fotozellen und ihre Anwendung (Beitz/Hesselbach). 3. Aufl. DM 5.60.

97/98 Kleines Stereo-Praktikum (Kühne/Tetzner). 4. Aufl. DM 5.60.

99 Wie arbeite ich mit dem Elektronenstrahl-Oszillografen? (Sutaner). 6. Aufl. DM 2.90.

100 Daten- und Tabellensammlung für Radiopraktiker (Mende). 2. Aufl. DM 2.90.

101/102 Elektronische Orgeln und ihr Selbstbau (Böhm). 4. Aufl. DM 5.60.

103 Die Wobbelsender (Sutaner). 3. Aufl. DM 2.90.

104 Transistorsender für die Fernsteuerung (Bruß). 4. Aufl. DM 2.90.

105/05a Lautsprecher und Lautsprechergehäuse für HiFi (Klinger). 4. Aufl. DM 5.60.

106/07 Netztransformatoren und Drosseln (Klein). 2. Aufl. DM 5.60.

108 Amateurfunk-Superhets (Gerzelka). 2. Aufl. DM 2.90.

109/10 Transistor-Amateurfunkgeräte für das 2-m-Band (Reithofer). 3. Aufl. DM 5.60.

111/12 Meßinstrumente und ihre Anwendung (Köhler). 2. Aufl. DM 5.60.

113 Elektronische Experimente (Büscher). 3. Aufl. DM 2.90.

114 Halbleiter-Experimente (Kleemann). 2. Aufl. DM 2.90.

115/16 Elektronische Schaltungen mit Fotozellen (Hennig). 2. Aufl. DM 5.60.

117/18 Einseitenbandtechnik für den Funkamateur (Hillebrand). 2. Aufl. DM 5.60.

119/20 Gedruckte Schaltungen (Sutaner). 2. Aufl. DM 5.60.

121/23 Bastelpraxis Band IV. Transistorpraxis (Diefenbach). 2. Aufl. DM 7.90.

124/25 Technische Akustik (Klinger). 1. Aufl. DM 5.60.

126/27 Betriebstechnik des Amateurfunks (Henske). 1. Aufl. DM 5.60.

128/30 Meßsender, Frequenzmesser und Multivibratoren (Sutaner). 1. Aufl. DM 7.90.

131/33 Elektronische Grundschaltungen (Schweigert). 2. Aufl. DM 7.90.

134/35 Kleines Halbleiter-ABC (Büscher). 1. Aufl. DM 5.60.

137/40 Farbfernsehen (Welland). 2. Aufl. DM 10.80.

141/42 Dipmeter mit Röhren, Transistoren und Tunneldioden (Reithofer). 1. Aufl. DM 5.60.

143/44 Stereo-Decoder, Funktion und Schaltungstechnik (Ratheiser). 1. Aufl. DM 5.60.

145/46 Transistor-Gleichspannungswandler (Schweitzer). 1. Aufl. DM 5.60.

147/52 Erfolgreicher Fernseh-Service. Taschen-Lehrbuch der Fernsehempfänger-Reparaturtechnik (Lummer). 1. Aufl. DM 15.80.

electronic-bauBücher heute und morgen

301/03 Nf-Elektronik (Sabrowsky). 1. Aufl. DM 7.90.

304/06 Transistor-Schaltverstärker (Sabrowsky). 1. Aufl. DM 7.90.

307/09 Elektronische Schranken und Wächter (Sabrowsky). 1. Aufl. DM 7.90.

310/12 Thyristor-Schalter und -Regler für den Heim- und Werkstattgebrauch. (Sabrowsky). 1. Aufl. DM 7.90.

313/15 Elektronische Hilfsgeräte für den Heim- und Werkstattgebrauch (Sabrowsky). 1. Aufl. DM 7.90.

JACOBS, FERDINAND

Lehrgang Radiotechnik Band I
11. Auflage

22/23a
Dreifach-Band

Dieses Buch will allen denen, die die Vorgänge beim Rundfunkempfang verstehen lernen oder ihre vielleicht noch lückenhaften Kenntnisse ergänzen wollen, eine möglichst leichtverständliche Darstellung dieses Fachgebietes bringen. Während die elektrischen Grundlagen selbst als bekannt vorausgesetzt werden, wird alles behandelt, was mit dem eigentlichen Radioempfang zu tun hat, und zwar nicht in Form eines streng systematisch gegliederten Lehrbuches, sondern mit dem Einfachsten beginnend und allmählich aufbauend bis zu den schwierigeren Problemen. Dabei wird möglichst alles (z. B. alle Fremdwörter) anschaulich erklärt, so daß jeder sich den Stoff aneignen kann, der den Willen dazu hat.

Schon bei flüchtiger Betrachtung des Inhaltsverzeichnisses sieht man, daß tatsächlich alle Probleme mindestens in ihren Grundzügen klargelegt werden. Außerdem sind aber noch jeder „Stunde" Prüfungsfragen angehängt, die der Studierende beantworten soll. Ein Vergleich mit den ebenfalls gebrachten Musterantworten wird ihm zeigen, ob und was richtig ist, aber auch, was noch nicht verstanden wurde. So hat jeder die Möglichkeit, sich selbst zu kontrollieren und durch wiederholtes Überdenken des noch nicht Verstandenen zu einem vollen Erfolg zu gelangen. Er besitzt dann das nötige Grundwissen, um weiter in das Gebiet vorzudringen, zu dem ja auch Fernsehen und Elektronik gehören.

Schon 1924 verkaufte der Verfasser seine ersten Detektorapparate und einige Röhrenempfänger in München und Umgebung. Nach eingehender Beschäftigung mit der Materie begründete er 1926 in seiner mitteldeutschen Heimatstadt ein eigenes Radiogeschäft, zuerst in der Hauptsache mit ausgedehnter Bastlerberatung, später mit der ersten Reparaturwerkstätte in der Kreisstadt. Sie blieb die größte und besteingerichtete Werkstatt, und der Verfasser war der „Funkberater" des Stadtkreises. Seine Erfahrungen fanden in Fachveröffentlichungen ihren Niederschlag.

Nach dem Wiederaufbau widmete er sich erneut der Reparatur, und neben der Ausbildung von Lehrlingen wurde die fachschriftstellerische Tätigkeit fortgesetzt. Später, nach Übersiedlung in die Bundesrepublik, war der Verfasser etliche Jahre in der Industrie tätig, und er unterrichtete dann auch einige Jahre an einer Technikerschule.

Seine Erfahrungen aus der Praxis, insbesondere auch bei der Ausbildung von Lehrlingen, aber auch die von der Technikerschule sind ihm Richtschnur für den Aufbau des vorliegenden Lehrgangs gewesen.

RADIO-PRAKTIKER VFM BÜCHEREI